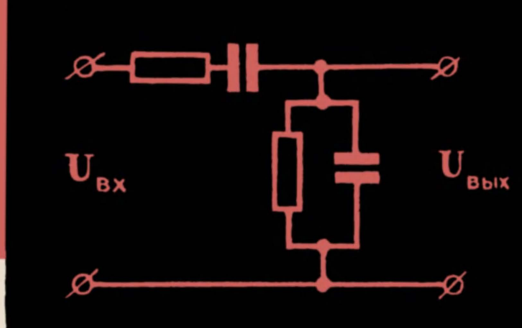



# Генераторы и селективные усилители низкой частоты




ИЗДАТЕЛЬСТВО
«ЭНЕРГИЯ»

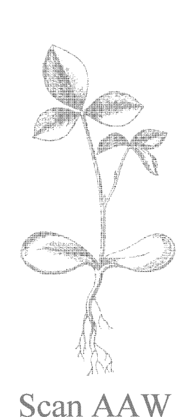
МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

*Выпуск 535*

Ф. И. БАРСУКОВ

# ГЕНЕРАТОРЫ И СЕЛЕКТИВНЫЕ УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ





ИЗДАТЕЛЬСТВО „ЭНЕРГИЯ“

МОСКВА 1964 ЛЕНИНГРАД

УДК 621.375.126
Б 26

*Рассмотрены принципы построения генераторов и селективных усилителей низкой частоты. Приводятся практические схемы и ориентировочные расчеты. Кратко излагаются методы настройки и регулировки.*

*Книга рассчитана на подготовленных радиолюбителей, интересующихся вопросами генерирования и селекции сигналов низкой частоты.*

*Барсуков Филипп Иванович*
ГЕНЕРАТОРЫ И СЕЛЕКТИВНЫЕ УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ.
М.—Л., изд-во „Энергия", 1964.
80 стр., с илл. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 535).
Тематический план 1964 г., № 348

Редактор *Ю. А. Шумихин* Техн. редактор *Т. Н. Царева*

Обложка художника *А. М. Кувшинникова*

Сдано в набор 27/III 1964 г. Подписано к печати 18/V 1964 г.
Т-04351 Бумага 84×108 1/32 4,1 печ. л. Уч.-изд. л. 5
Тираж 44 000 экз. Цена 20 коп. Зак. 1152

Московская типография № 10 Главполиграфпрома
Государственного комитета Совета Министров СССР по печати
Шлюзовая наб., 10.

# ВВЕДЕНИЕ

В радиоэлектронных устройствах различного назначения весьма широко применяются генераторы и селективные фильтры низких частот в диапазоне от долей герца до нескольких десятков килогерц. Фильтры, например, являются важнейшими узлами многоканальной аппаратуры связи и специальной измерительной аппаратуры. Они широко используются в анализаторах спектров, измерителях нелинейных искажений, генераторах на биениях, гетеродинных измерителях частоты и т. п. Генераторы сигналов низких частот находят широкое применение в телеизмерительных системах, электрических приборах для измерения неэлектрических величин, а также в устройствах, предназначенных для проверки частотных характеристик различных радиотехнических устройств.

Генераторы и селективные фильтры низкой частоты применяются радиолюбителями при конструировании различных радиоэлектронных приборов для народного хозяйства и, в частности, приборов, решающих задачи автоматизации производственных процессов.

Наибольшее распространение получили генераторы и фильтры с колебательными контурами, состоящими из индуктивности и емкости (*LC*-система). Эти фильтры на высоких звуковых и ультразвуковых частотах обладают высокими качественными показателями, но в диапазоне низких звуковых частот *LC*-системы получаются громоздкими и имеют невысокое качество. Поэтому на частотах до 10 *кгц* и особенно в области 100 *гц* в последнее время широко применяются *RC*-системы, электрические цепи которых состоят только из активных сопротивлений и конденсаторов.

Известно, что элементы, из которых образуется фильтр, должны обладать малыми потерями (иметь высокую добротность). Уменьшить потери в элементах фильтра можно либо пу-

тем применения высококачественных материалов при изготовлении деталей фильтра, либо путем компенсации этих потерь методом регенерации с использованием ламповых компенсирующих схем.

Регенеративные фильтры успешно применяются на весьма низких частотах, когда трудно получить небольшие габариты деталей фильтра, обладающего большой добротностью. Селекция и генерирование весьма низких частот значительно упрощаются, если в схемах соответствующих устройств применяются элементы $RC$.

Регенеративные фильтры имеют много общего с автогенераторами, так как по существу они работают как недовозбужденные генераторы. В связи с этим в книге совместно рассмотрены принципы и особенности построения схем регенеративных фильтров и генераторов низкой частоты. При этом уделено внимание широко распространенным в настоящее время генераторам с перестройкой и генераторам, частота которых может изменяться под действием управляющих напряжений (генераторы качающейся частоты и генераторы поднесущих колебаний).

*Глава первая*

# СЕЛЕКТИВНЫЕ УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ С РЕЗОНАНСНЫМИ КОНТУРАМИ *LC*

## ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Для усиления и селекции сигналов в диапазоне звуковых и ультразвуковых частот, так же как и в широком диапазоне радиочастот, применяются селективные усилители с нагрузкой в виде колебательного контура, образуемого из индуктивности

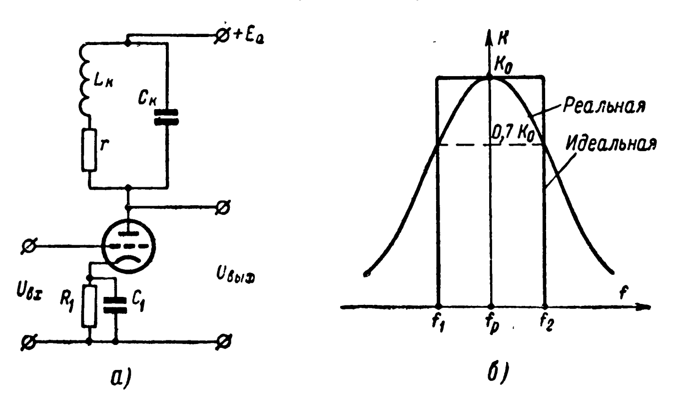



Рис. 1. Селективный усилитель с контуром $L_кC_к$.
*а* — схема; *б* — частотная характеристика.

($L_к$), емкости ($C_к$) и содержащего сопротивление активных потерь ($r$). На рис. 1,*а* приведена упрощенная схема лампового селективного усилителя. Такой усилитель характеризуется резонансной частотой ($f_р$) контура, определяемой без учета активных потерь из соотношения

$$f_р = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_к C_к}}, \tag{1}$$

а также коэффициентом усиления $K_р$ на этой частоте:

$$K_р = SZ_р. \qquad (2)$$

Здесь $S$ — крутизна сеточной характеристики усилительной лампы, а $Z_р = L_к/C_к r$ — сопротивление контура на резонансной частоте.

Важнейшей характеристикой усилителя, определяющей его избирательные (селективные) свойства, служит зависимость коэффициента усиления от частоты усиливаемого сигнала. Эта зависимость называется частотной характеристикой усилителя.

Коэффициент усиления на любой частоте в общем виде может быть выражен через сопротивление контура, стоящего в анодной цепи лампы, и крутизну усилительной лампы соотношением, аналогичным (2):

$$K_f = SZ_f. \qquad (3)$$

Однако в этом выражении величина $Z_f$, характеризующая сопротивление контура, зависит от частоты усиливаемого сигнала. Эта зависимость по существу и определяет селективность усилителя.

На рис. 1,*б* приведена примерная частотная характеристика селективного усилителя с нагрузкой в виде колебательного контура.

Во многих практических случаях необходимо равномерно усиливать сигналы в некоторой полосе частот от $f_1$ до $f_2$. Сигналы с частотами, лежащими за этой полосой, должны быть подавлены. Чем значительнее ослабление сигналов за пределами требуемой полосы частот, тем больше селективность усилителя. Поэтому для улучшения селективности было бы желательно иметь прямоугольную частотную характеристику усилителя (рис. 1,*б*), которая позволяет полностью подавлять сигналы с частотами, лежащими за пределами интервала $f_1$—$f_2$.

Однако прямоугольная частотная характеристика — идеальная. В практических случаях приходится мириться с некоторой неравномерностью коэффициента усиления в пределах полосы рабочих частот и неполным подавлением частот, лежащих за пределами этого диапазона. Помимо частотной характеристики, часто пользуются кривой селективности. Кривой селективности усилителя называют его нормированную частотную характеристику, т. е. такую характеристику, в которой значения коэффициента усиления $K_f$ при разных частотах сигнала отнесены к максимальному значению его $K_р$ (при резонансе).

Таким образом, кривая селективности есть частотная зависимость величины

$$N = \frac{K_f}{K_р}. \qquad (4)$$

Кривую селективности для практического использования удобнее строить в зависимости не от значения частоты усиливаемого сигнала, а от разности частот $f - f_р$, где $f_р$ — резонансная частота, а $\Delta f = f - f_р$ — расстройка относительно резонанс-

ной частоты (рис. 2,*а*). Иногда бывает удобно выражать селективность через обратную величину

$$q = \frac{1}{N} = \frac{K_p}{K_f}. \quad (5)$$

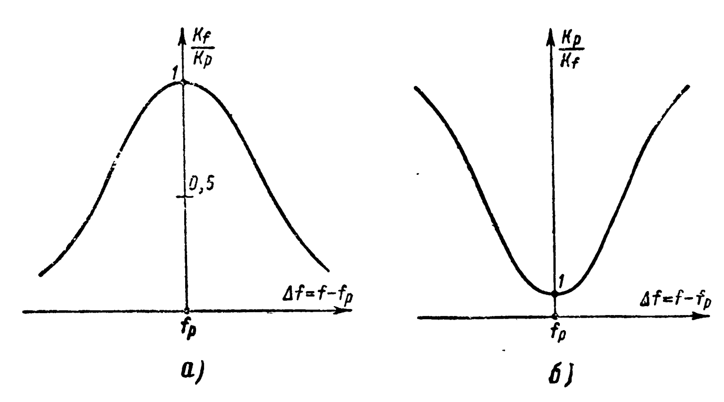



Рис. 2. Частотная характеристика резонансного усилителя.

Такая зависимость будет иметь вид, показанный на рис. 2,*б*. Ослабление сигналов в селективном усилителе (селективность усилителя) часто выражают в децибелах:

$$q = 20 \lg \frac{K_p}{K_f}, \; \partial б. \quad (6)$$

Селективность реального колебательного контура в зависимости от его параметров может быть определена из следующего выражения:

$$N = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{2y}{d}\right)^2}}, \quad (7)$$

где $y = \frac{f - f_p}{f_p}$ — величина относительной расстройки между резонансной частотой контура $f_p$ и частотой усиливаемого сигнала $f$;

$d$ — затухание контура.

Величина затухания контура определяется как отношение активного сопротивления в контуре $r$ к индуктивному сопротивлению $x_L$* на резонансной частоте $f_0$:

$$d = \frac{r}{x_L} = \frac{r}{2\pi f_p L_к}. \quad (8)$$

* На резонансной частоте $f_0$ вместо индуктивного сопротивления $x_L$ можно подставлять в формулу емкостное сопротивление $x_C$, так как $x_L = x_C$ при $f = f_p$.

Чем меньше активное сопротивление $r$, тем меньше затухание контура $d$. В хорошем контуре величина затухания $d<0{,}01$. Контур с $d>0{,}05$ считается плохим.

Величина $d$ определяет крутизну спада кривой селективности контура. На рис. 3 показаны кривые селективности для контуров с разными величинами затухания $d$. Спадание кривой для контура с большим затуханием $d$ идет медленнее, чем для контура с меньшим $d$.

Рис. 3. Зависимость селективности контура от величины затухания.

Селективные свойства контура можно также характеризовать величиной, обратной затуханию, называемой добротностью контура. Эта величина обозначается буквой $Q$. Ее значение равно отношению индуктивного или емкостного сопротивления контура на резонансной частоте $f_р$ к его активному сопротивлению $r$:

$$Q=\frac{1}{d}=\frac{x_L}{r}=\frac{2\pi f_р L_к}{r}. \qquad (9)$$

С уменьшением затухания контура увеличивается его добротность. Контуры с добротностью $Q>100$ считаются хорошими, а с $Q<20$—плохими.

Выражение (7) может быть использовано для определения селективности усилителя, в котором нагрузкой служит колебательный контур. Однако для увеличения точности расчетов необходимо учесть воздействие лампы и других элементов схемы усилителя на контур. Характер этого воздействия в усилителях низкой частоты сводится к шунтированию контура некоторым сопротивлением $R_ш$, образуемым из внутреннего сопротивления лампы $R_i$ и сопротивления $R_с$ утечки сетки лампы последующего каскада.

Если считать, что емкостное сопротивление блокировочного ($C_б$) и переходного ($C_п$) конденсаторов на частотах усиливаемого сигнала мало, то величина сопротивления $R_ш$ определится соотношением

$$R_ш=\frac{R_i R_с}{R_i+R_с},$$

где $R_i$ — внутреннее сопротивление лампы усилителя;

$R_с$ — сопротивление утечки сетки лампы последующего каскада.

Подключаемое параллельно контуру сопротивление $R_ш$ может быть пересчитано в величину сопротивления $R_п$, включаемого в контур последовательно с его основными элементами:

$$R_п = \frac{\omega_р^2 L_к^2}{R_ш}, \tag{10}$$

где $\omega_р = 2\pi f_р$ — круговая резонансная частота контура.

Таким образом, вследствие шунтирования контура внутренним сопротивлением лампы и сопротивлением утечки сетки лампы последующего каскада в контур вносится дополнительное сопротивление $R_п$, которое увеличивает собственное сопротивление контура, а следовательно, и его затухание. Величина затухания $d'$ в этом случае определяется из выражения

$$d' = \frac{r + R_п}{2\pi f_р L_к},$$

а добротность

$$Q' = \frac{2\pi f_р L_к}{r + R_п}.$$

Следовательно, селективность усилителя всегда будет меньше селективности колебательного контура, используемого в этом усилителе в качестве нагрузки. Уменьшение селективности будет тем больше, чем меньше внутреннее сопротивление лампы усилителя и сопротивление нагрузки каскада (так как величина $R_п$ обратно пропорциональна величине $R_ш = \frac{R_i R_с}{R_i + R_с}$). При использовании в качестве усилительной лампы пентода с большим внутренним сопротивлением его шунтирующим действием на контур усилителя пренебрегают.

При воздействии электрических сигналов различной частоты на колебательный контур наиболее сильные колебания возбуждаются тогда, когда подводимый сигнал имеет частоту, равную резонансной частоте контура. При значительном отклонении частоты внешнего сигнала от резонансной, т. е. когда расстройка $y = \frac{1}{f_р}(f - f_р)$ велика, амплитуда возбуждаемых в контуре колебаний мала. Это ослабление тем больше, чем выше добротность контура.

Таким образом, колебательный контур, включенный в качестве нагрузки в усилительный каскад, обеспечивает прохождение и усиление сигналов только в пределах некоторой полосы частот, располагающейся по обе стороны от резонансной частоты контура. Эту полосу частот называют полосой пропускания контура. Ее ширина обычно определяется по резонансной кривой контура на уровне $N = 0{,}7$, т. е. с учетом реальной частотной характеристики контура считается допустимым ослабление сигналов на границах полосы пропускания не более чем на 30%

($\sim 3$ *дб*). Из рис. 3,*а* следует, что с увеличением затухания контура $d$ его полоса пропускания ($2\Delta f$) растет.

Зависимость полосы пропускания контура (на уровне 0,7) от его добротности или затухания выражается формулой

$$2(f - f_р) = 2\Delta f = d f_р = \frac{f_р}{Q}. \tag{11}$$

Из последнего равенства следует, что ширина полосы пропускания контура прямо пропорциональна резонансной частоте контура $f_р$ и обратно пропорциональна добротности $Q$. Помимо частотной характеристики усилителя, в ряде случаев представляет интерес его фазовая характеристика, показывающая зависимость разности фаз выходного и входного сигналов при данной частоте $f_р$. Общий вид фазовой характеристики показан на рис. 4. Сигналы, частота которых ниже резонансной частоты $f_р$, на выходе усилителя отстают по фазе от входных сигналов, а при частотах больше резонансной опережают входные сигналы по фазе. Сигналы резонансной частоты $f_р$, проходя через усилитель, по фазе не изменяются.

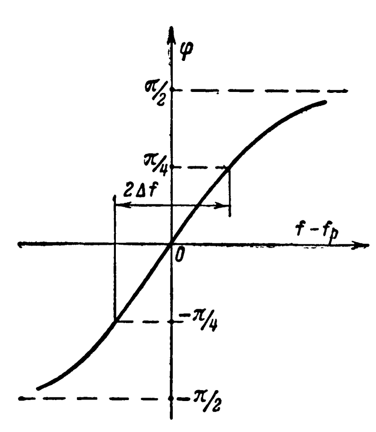



Рис. 4. Фазовая характеристика селективного (резонансного) усилителя.

Для лучшего подавления мешающих сигналов, лежащих за пределами полосы пропускания, необходимо увеличивать добротность контура усилителя, но это в свою очередь вызывает сужение полосы пропускаемых частот. Эти два противоречивых фактора нельзя согласовать, используя одноконтурные селективные усилители. В этом случае необходимы многоконтурные полосовые усилители.

Однако могут представиться и такие случаи, когда селективные усилители низкой частоты применяются для выделения из сложного спектра сигнала составляющих только одной частоты или сигналов с очень узким спектром (например, в спектроанализаторах, телеметрических системах с частотным разделением каналов и т. п.). При этом основная задача проектирования избирательного усилителя заключается в максимальном повышении его селективных свойств.

Для увеличения коэффициента усиления и повышения избирательности селективный усилитель низкой частоты может выполняться многокаскадным.

Коэффициент усиления на резонансной частоте $K_{рn}$ и селективность $N_n$ усилителя, имеющего $n$ идентичных каскадов, определяются следующими соотношениями:

$$K_{pn} = K_p^n = (SZ_p)^n;$$

$$N_n = N^n = \frac{1}{\left(\sqrt{1+\left(\frac{2y}{d}\right)^2}\right)^n}.$$

С увеличением числа каскадов $n$ селективность усилителя увеличивается (спад резонансной кривой происходит быстрее), а полоса пропускания уменьшается.

Необходимо отметить, что изготовление низкочастотного колебательного контура с большой добротностью, в особенности для работы в диапазоне звуковых частот, затруднительно.

Практически колебательные контуры с резонансными частотами от 1 до 20 *кгц* имеют добротность, не превышающую в лучшем случае нескольких десятков. В диапазоне частот ниже 1 000 *гц* добротность контуров уменьшается до нескольких единиц. Поэтому обычные селективные усилители низких звуковых частот (без обратных связей) с такими контурами применяют только в тех случаях, когда к их селективности не предъявляют высоких требований.

Многокаскадные селективные низкочастотные усилители практически не находят применения.

## СЕЛЕКТИВНЫЕ УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ С КОНТУРАМИ *LC* И ПОЛОЖИТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Для увеличения коэффициента усиления и улучшения селективности усилителя используется принцип обратной связи. В этом случае создается обратная связь между цепью анода и цепью сетки усилительной лампы (рис. 5). Для подбора требуемого режима работы обратная связь должна быть регулируемой.

Колебательный контур ($L_к C_к$), служащий нагрузкой усилителя, связан с катушкой связи $L_{св}$, которая подает напряжение обратной связи на сетку лампы. Величина обратной связи меняется путем изменения коэффициента взаимоиндукции ($M$) между катушкой контура ($L_к$) и катушкой обратной связи ($L_{св}$).

При введении в резонансный усилитель обратной связи коэффициент усиления каскада на резонансной частоте $f_p$ определяется выражением

$$K_p = \frac{SZ_p}{1 \pm \frac{MS}{C_к r}},$$

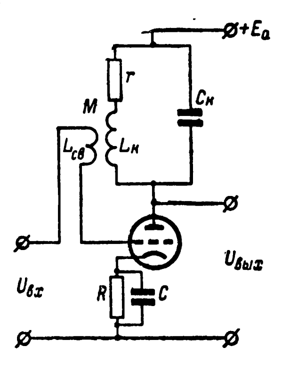



Рис. 5. Упрощенная схема селективного усилителя с положительной обратной связью.

где $Z_р$ — сопротивление контура на резонансной частоте $f_р$;
$S$ — крутизна характеристики лампы;
$M$ — коэффициент взаимоиндукции;
$C_к$ — емкость контура;
$r$ — активное сопротивление контура (сопротивление потерь).

В приведенном выражении ставится знак «плюс» при введении отрицательной обратной связи и знак «минус» при введении положительной обратной связи (практически при этом меняются местами концы катушки обратной связи). Следовательно, при положительной обратной связи выражение для определения коэффициента усиления будет иметь вид

$$K_{рп} = \frac{SZ_р}{1 - \frac{MS}{rC_к}} = pSZ_р. \tag{12}$$

Числитель последнего выражения характеризует коэффициент усиления усилителя без обратной связи. Множитель

$$p = \frac{1}{1 - \frac{MS}{C_к r}} = \frac{r}{r - \frac{MS}{C_к}} \tag{13}$$

показывает, во сколько раз увеличился коэффициент усиления с введением положительной обратной связи.

Множитель $p$ характеризует также относительное изменение (уменьшение) сопротивления потерь в колебательном контуре с введением положительной обратной связи. Абсолютное значение сопротивления потерь $r'$ при этом составляет

$$r' = r - \frac{MS}{C_к}. \tag{14}$$

Таким образом, с введением положительной обратной связи сопротивление активных потерь в контуре уменьшается на величину $MS/C_к$, т. е. действие обратной связи эквивалентно внесению в контур последовательного отрицательного сопротивления, компенсирующего часть собственных потерь в контуре.

Чем больше величина положительной обратной связи $M$, тем больше вносимое в контур отрицательное сопротивление.

При увеличении обратной связи наступает такой момент, когда вносимое в контур отрицательное сопротивление становится равным сопротивлению активных потерь контура $r = \frac{MS}{C_к}$. При этом активные потери в контуре равны нулю: $r' = r - \frac{MS}{C_к} = 0$. Такой режим называют критическим. Если величину обратной связи сделать больше критической, то сопротивление контура становится „отрицательным“:

$$r - \frac{MS}{C_к} < 0.$$

Это означает, что в контур притекает энергии больше, чем требуется для компенсации активных потерь. Амплитуда тока в контуре будет нарастать, что приведет к возбуждению усилителя, и он превратится в генератор. Следовательно, для работы каскада в усилительном режиме необходимо, чтобы положительная обратная связь была меньше критической.

Поскольку активное сопротивление контура вследствие введения положительной обратной связи уменьшается, соответственно уменьшается его затухание $d_п$:

$$d_п = \frac{r - \frac{MS}{C_к}}{\omega_р L_к}. \quad (15)$$

При положительной обратной связи селективность усилителя будет определяться той же формулой (7), что и в случае усилителя без обратной связи, только вместо $d$ необходимо подставлять значение $d_п$ из выражения (15):

$$N' = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{y}{d_п}\right)^2}}. \quad (16)$$

Отношение $N/N'$ характеризует повышение селективности усилителя благодаря применению положительной обратной связи. Это отношение при больших расстройках, когда $\frac{y}{d_п} \gg 1$, можно считать равным отношению затуханий контуров, т. е.

$$\frac{N}{N'} \approx \frac{d}{d_п} = \frac{1}{1 - \frac{MS}{C_к r}}. \quad (17)$$

## РЕЗОНАНСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С КОМБИНИРОВАННОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Применение сильной положительной обратной связи при создании селективных фильтров весьма затруднительно, так как при этом значительно уменьшается стабильность работы усилителей и появляется возможность их самовозбуждения.

Если в усилительный каскад наряду с селективной положительной обратной связью ввести еще отрицательную обратную связь, равномерную по диапазону усиливаемых частот, то можно значительно уменьшить склонность усилителя к самовозбуждению и получить лучшую стабильность параметров усилителя.

На рис. 6 приведена упрощенная схема резонансного усилителя с комбинированной обратной связью — селективной положительной и равномерной отрицательной.

Селективная положительная обратная связь сеточной цепи с анодной осуществляется катушкой обратной связи $L_{св}$ при соответствующем включении ее концов. Если напряжение между сеткой и катодом лампы обозначить через $U_с$*, то напряжение на катушке $U_к$, включенной в анодную цепь лампы, составит:

$$U_к = K_f U_с = S Z_f U_с.$$

Напряжение $U_{св}$ на выходе катушки связи $L_{св}$ равно

$$U_{св} = K_{св} U_к,$$

где $K_{св}$ — коэффициент связи:

$$K_{св} = M / L_к,$$

где $M$ — коэффициент взаимоиндукции;
$L_к$ — индуктивность катушки контура.
Следовательно,

$$U_{св} = K_{св} U_к = S Z_f \frac{M}{L_к} U_с.$$

Из этого выражения следует, что величина напряжения положительной обратной связи зависит от сопротивления контура $Z_f$, которое в свою очередь определяется частотой колебаний, подводимых на сетку лампы. Наибольшего значения $Z_f = Z_р$ сопротивление контура достигает на резонансной частоте $f_р$. Таким образом, положительную обратную связь можно назвать селективной: она имеет наибольшее значение на резонансной частоте $f_р$, а при уходе от резонансной частоты уменьшается по закону изменения резонансной кривой усилителя.

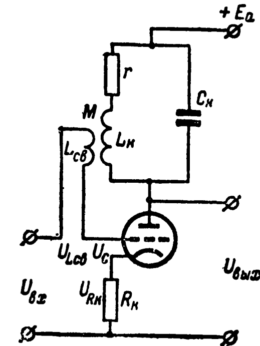


Рис. 6. Упрощенная схема селективного усилителя с комбинированной обратной связью.

Анализируя приведенные выражения, можно установить, что с введением в усилитель положительной обратной связи коэффициент усиления и селективность усилителя возрастают.

Преимущества схемы с обратной связью оцениваются прежде всего по тому, насколько она позволяет снизить затухание контура и, следовательно, повысить усиление и селективность усилителя.

Наиболее успешно положительная обратная связь применяется в селективных усилителях, работающих на радиочастотах, особенно в регенеративных приемниках.

---

* Здесь и далее в расчет вводятся амплитудные значения переменных напряжений $U$.

Для повышения селективных свойств резонансных усилителей низкой частоты положительная обратная связь применяется лишь в тех случаях, когда не требуется значительного увеличения селективности. Ограниченность применения схем с положительной обратной связью объясняется трудностью настройки усилителей и нестабильностью их характеристик. Напряжение отрицательной обратной связи образуется на активном сопротивлении $R_к$, не зашунтированном конденсатором и находящемся в катодной цепи лампы. Величина этого напряжения ($U_{Rк}$) равна

$$U_{Rк}=I_а R_к,$$

где $I_а$ — амплитуда переменной составляющей анодного тока лампы.

Если внутреннее сопротивление лампы значительно больше резонансного сопротивления контура (это справедливо, например, при использовании пентода), то ток лампы можно считать постоянным в широком диапазоне изменения частоты усиливаемого напряжения. Отрицательная обратная связь в этом случае также будет постоянной при изменении частоты усиливаемого напряжения.

Величину напряжения обратной связи можно при указанном условии записать как

$$U_{Rк}=I_а R_к=SU_с R_к.$$

Если внутреннее сопротивление лампы соизмеримо с резонансным сопротивлением контура (например, при использовании триода), то независимость отрицательной обратной связи от частоты сигнала сохраняется, если абсолютное значение напряжения на сетке невелико. Такой случай часто встречается на практике, так как от селективного усилителя прежде всего требуется высокая селективность по частоте, а необходимое усиление сигнала обычно происходит в других каскадах. С учетом изложенного для напряжения $U_с$, приложенного к участку сетка — катод лампы, можно написать следующее выражение:

$$U_с=U_{вх}+U_{Lк}-U_{Rк},$$

или

$$U_с=U_{вх}+SZ_f\frac{M}{L_к}U_с-SR_кU_с.$$

Отсюда найдем:

$$U_{вх}=U_с\left(1+SR_к-SZ_f\frac{M}{L_к}\right).$$

Выходное напряжение усилителя определяется соотношением

$$U_{вых}=SZ_fU_с.$$

Подставив сюда величину $U_с$ из найденного выше выражения, получим следующее выражение для коэффициента усиления усилителя с комбинированной обратной связью:

$$K_{fк}=\frac{U_{вых}}{U_{вх}}=\frac{SZ_f}{1+S\left(R_к-\frac{MZ_f}{L_к}\right)}. \qquad (18)$$

На резонансной частоте, когда $Z_f = Z_p = \frac{L_к}{Cr_к}$,

$$K_{рк} = \frac{SZ_p}{1 + S\left(R_к - \frac{MZ_p}{L_к}\right)}. \qquad (19)$$

В зависимости от соотношения между величинами $R_к$ и $MZ_p/L_к$ коэффициент усиления на резонансной частоте может быть больше, меньше или равен коэффициенту усиления, получаемому при отсутствии обратных связей. Так, например, при $R_к = MZ_p/L_к$ коэффициент усиления оказывается одинаковым. Если частота сигнала значительно отличается от резонансной, то сопротивление контура $Z_f$ мало и можно считать, что

$$R_к \gg \frac{MZ_f}{L_к}.$$

Тогда

$$K_{fк} = \frac{SZ_f}{1 + SR_к}$$

и при $SR_к \gg 1$

$$q = \frac{K_{р.к}}{K_{fк}} = \frac{Z_p}{Z_f} \cdot SR_к. \qquad (20)$$

Величина $SZ_f$ представляет собой коэффициент усиления при отсутствии обратных связей. Выражение (20) показывает, что при введении комбинированной обратной связи селективность, характеризуемая быстротой уменьшения коэффициента усиления при уходе от резонансной частоты, будет повышаться пропорционально величине $SR_к$. В то же время коэффициент усиления на резонансной частоте не изменится, если величина положительной обратной связи будет иметь тот же порядок, что и отрицательная связь.

Следовательно, можно сделать вывод, что для увеличения селективности при сохранении величины коэффициента усиления на резонансной частоте необходимо совместное увеличение равномерной отрицательной и селективной положительной обратных связей.

Можно показать, что для фактической (действующей) добротности контура ($Q_д$) усилителя при комбинированной обратной связи выражение имеет вид

$$Q_д = Q\frac{1 + SR_к}{1 + S\left(R_к - \frac{M}{C_к r}\right)}, \qquad (21)$$

где $Q$ — добротность контура при отсутствии обратных связей.

В выражении (21) сомножитель

$$\frac{1+SR_{\text{к}}}{1+S\left(R_{\text{к}}-\frac{M}{C_{\text{к}}r}\right)}, \tag{22}$$

характеризует увеличение добротности контура усилителя при введении в него комбинированной обратной связи.

Если предположить, что при резонансе выполняется равенство $R_{\text{к}}=M/C_{\text{к}}r$, то, как видно из соотношения (21), добротность контура увеличивается в $(1+SR_{\text{к}})$ раз. Соответственно увеличивается и селективность усилителя. В то же время коэффициент усиления каскада на резонансной частоте, определенной из выражения (9), остается таким же, как и в усилителе без обратных связей, т. е. уменьшается возможность самовозбуждения, более реальная при использовании только одной положительной обратной связи.

Таким образом, одновременное увеличение положительной и отрицательной обратных связей приводит к увеличению добротности контура, а следовательно, к повышению селективности резонансного усилителя. Коэффициент усиления каскада на резонансной частоте при этом зависит от соотношения величин обоих видов обратной связи, подбором этого соотношения можно получить необходимую селективность и требуемый коэффициент усиления каскада для стабильной работы усилителя.

Поскольку с введением в усилитель комбинированной обратной связи добротность контура изменяется, соответственно изменяется и фазовая характеристика, определяемая выражением

$$\varphi'=\operatorname{arctg} y\,Q_{\text{д}}. \tag{23}$$

Увеличение добротности контура за счет обратной связи приводит к увеличению крутизны фазовой характеристики.

## СТАБИЛЬНОСТЬ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ СЕЛЕКТИВНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С ОБРАТНЫМИ СВЯЗЯМИ

За величину, характеризующую нестабильность усиления, примем отношение

$$\eta=\frac{\Delta K}{K_{\text{р}}},$$

где $\Delta K$ — изменение коэффициента усиления под воздействием дестабилизирующих факторов;

$K_{\text{р}}$ — коэффициент усиления при резонансе.

Рассмотрим влияние изменения крутизны сеточной характеристики лампы на коэффициент усиления. Для этого представим крутизну характеристики в виде

$$S=S_0(1+\delta),$$

где $S_0$ — расчетное значение крутизны при заданном режиме работы лампы;

$\delta = \Delta S/S_0$ — коэффициент, характеризующий относительное изменение крутизны ($S$) под действием различных факторов и главным образом от изменения питающего напряжения.

Для селективного усилителя только с одной положительной обратной связью при $\delta \ll 1$ нестабильность коэффициента усиления $\eta_п$ составит:

$$\eta_п \approx \frac{1}{1 - \frac{MS_0}{C_к r}} \delta.$$

Обозначив коэффициент, характеризующий величину положительной обратной связи, $P_п = MS_0/C_к r$, получим:

$$\eta_п = \frac{1}{1 - P_п} \delta. \qquad (24)$$

Нестабильность резонансного усилителя без положительной обратной связи ($P_п = 0$) составит $\eta = \delta$. Увеличение нестабильности коэффициента усиления с введением обратной связи составит:

$$\frac{\eta_п}{\eta} = \frac{1}{1 - P_п}. \qquad (25)$$

Из последнего выражения следует, что при заданной нестабильности крутизны сеточной характеристики нестабильность коэффициента усиления селективного усилителя будет расти с увеличением положительной обратной связи (в пределах докритической величины положительной обратной связи $0 < P_п < 1$).

Действующая добротность контура в резонансном усилителе с положительной обратной связью определяется выражением

$$Q_д = Q \frac{1}{1 - P_п}. \qquad (26)$$

Относительное увеличение добротности контура с введением только одной положительной обратной связи составит:

$$q_п = \frac{Q_д}{Q} = \frac{1}{1 - P_п}. \qquad (27)$$

Как следует из выражений (25) и (27), с возрастанием обратной связи $P_п$ в резонансном усилителе его селективность и нестабильность коэффициента усиления увеличиваются по одному и тому же закону.

Определим нестабильность коэффициента усиления резонансного усилителя с положительной селективной и равномерной отрицательной обратными связями. Для этого введем еще один коэффициент: $P_о = SR_к$, характеризующий величину отрицательной обратной связи. Тогда с учетом введенных обозначений не-

стабильность коэффициента усиления селективного усилителя с комбинированной обратной связью может быть определена из соотношения

$$\eta_{\text{п.о}} = \frac{1}{1 + P_{\text{о}} - P_{\text{п}}} \delta. \tag{28}$$

Относительное увеличение нестабильности коэффициента усиления резонансного усилителя с введением комбинированной обратной связи при заданной нестабильности крутизны сеточной характеристики его лампы $\delta$ составит:

$$\frac{\eta_{\text{п.о}}}{\eta} = \frac{1}{1 + P_{\text{о}} - P_{\text{п}}}. \tag{29}$$

Из последнего выражения следует, что при увеличении селективной положительной обратной связи и соблюдении условия $P_{\text{о}} - P_{\text{п}} = \text{const}$ нестабильность усиления резонансного усилителя с комбинированной обратной связью остается постоянной.

Действующая добротность контура усилителя с комбинированной обратной связью определяется выражением (21). Введя в это выражение принятые обозначения, получим:

$$Q_{\text{д}} = Q \frac{1 + P_{\text{п}}}{1 + P_{\text{о}} - P_{\text{п}}}.$$

Относительное изменение добротности с введением в усилитель комбинированной обратной связи составит:

$$\frac{Q_{\text{д}}}{Q} = \frac{1 + P_{\text{о}}}{1 + P_{\text{о}} - P_{\text{п}}}. \tag{30}$$

С увеличением положительной обратной связи действующая добротность возрастает. Если будет выполняться условие $P_{\text{о}} - P_{\text{п}} = \text{const}$, то увеличение действующей добротности при росте $P_{\text{п}}$ не будет сопровождаться увеличением нестабильности усиления.

Таким образом, введение комбинированной обратной связи в резонансный усилитель при соблюдении условия $P_{\text{о}} - P_{\text{п}} = \text{const}$ приводит к увеличению селективности усилителя без ухудшения стабильности коэффициента усиления. При комбинированной обратной связи в резонансном усилителе можно увеличивать только одну положительную обратную связь, не соблюдая условия $P_{\text{о}} = P_{\text{п}} = \text{const}$. При этом селективность усилителя может быть получена значительно более высокой, чем при введении в него только одной положительной обратной связи. Однако стабильность такого усилителя будет хуже, чем в случае выполнения условия $P_{\text{о}} - P_{\text{п}} = \text{const}$.

Связь между относительной нестабильностью крутизны сеточной характеристики пентода и относительной нестабильностью

анодного напряжения с достаточной для практических целей точностью выражается соотношением

$$\delta = \frac{\Delta S}{S_0} \approx \frac{\Delta E_a}{2E_a}. \qquad (31)$$

Приведенное соотношение означает, что нестабильность крутизны сеточной характеристики пентода в 2 раза меньше вызвавшей ее нестабильности источника анодного напряжения.

Соотношение (31) может быть использовано для определения нестабильности коэффициентов усиления селективных усилителей с обратными связями в зависимости от нестабильности анодных напряжений.

## РАСЧЕТ СЕЛЕКТИВНОГО УСИЛИТЕЛЯ С КОМБИНИРОВАННОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Полный расчет селективного усилителя с комбинированной обратной связью достаточно сложен. Кроме того, результаты такого расчета всегда приходится корректировать экспериментальной подгонкой элементов и параметров усилителя.

Поэтому здесь приводится ориентировочный расчет, задача которого заключается главным образом в определении величин вносимых обратных связей для получения нужной селективности усилителя.

Расчет приводится для случая, когда селективная положительная и равномерная отрицательная обратные связи при резонаторе равны, т. е. $R_к = M/C_к r$. При этом, как уже указывалось, эквивалентное сопротивление контура равно эквивалентному сопротивлению контура на резонансной частоте $Z_р$ без введения комбинированной обратной связи

$$Z_р = \frac{L_к}{C_к r}. \qquad (32)$$

Так как сопротивление контура при резонансе чисто активное, в этом случае элементы и режим усилителя можно рассчитывать так же, как и в случае расчета обычного усилителя на сопротивлениях. Порядок такого расчета приводится во многих литературных источниках[1].

Для расчета величин обратных связей необходимо знать исходную и требуемую добротности контура.

Исходная добротность контура $Q$ может быть измерена или же найдена при известных величинах элементов контура $L_к$, $C_к$ и $r$:

$$Q = \frac{\sqrt{\frac{L_к}{C_к}}}{r}. \qquad (33)$$

---

[1] „Справочник радиолюбителя" (под ред. А. А. Куликовского), Госэнергоиздат, 1961.

Величины $L_к$ и $C_к$ выбираются из условия получения контура с нужной резонансной частотой. Они могут быть измерены раздельно перед монтажом или в смонтированном контуре. В последнем случае измерение проводят по методике, описанной в гл. 4.

Омическое сопротивление катушки индуктивности $r$ измеряется омметром.

Особых требований к подбору величины омического сопротивления контура $r$ в усилителе с комбинированной обратной связью не предъявляется, однако необходимо иметь в виду следующее: чем выше исходная добротность контура, тем большее действующее значение добротности контура можно получить с введением комбинированной обратной связи.

Зная исходную и требуемую добротности контура $Q_д = f_р/2\Delta f$, в соответствии с выражением (21) находим необходимое значение произведения $SR_к$:

$$SR_к = \frac{Q_д}{Q} - 1.$$

Подбором ламп усилителя с определенной крутизной и величины катодного сопротивления обратной связи $R_к$ получают требуемое значение $SR_к$.

Обычно выбирают лампу с большой крутизной, что упрощает подбор режима и регулировку усилителя. Зная крутизну ламп и требуемое произведение $SR_к$, находим величину катодного сопротивления $R_к$:

$$R_к = \frac{\frac{Q_д}{Q} - 1}{S}.$$

Величина этого сопротивления берется несколько больше расчетной, а само сопротивление должно быть переменным, с тем чтобы можно было регулировать величину отрицательной обратной связи.

Для более плавной регулировки сопротивления $R_к$ составляют из двух включенных последовательно сопротивлений. Одно из них — постоянное, а другое — переменное. В сумме они должны составлять расчетное значение $R_к$.

Зная величину сопротивления $R_к$, из условия $R_к = M/C_к r$ находим коэффициент взаимоиндукции ($M$), определяющий необходимую величину положительной обратной связи:

$$M = R_к C_к r.$$

Коэффициент взаимоиндукции с индуктивно связанными катушками определяется соотношением

$$M = k\sqrt{L_к L_{св}},$$

где $k$ — коэффициент пропорциональности.

Если катушка контура $L_к$ и катушка связи $L_{св}$ расположены на ферромагнитном сердечнике и намотаны вплотную друг к другу так, что их пронизывает один и тот же магнитный по-

ток, то коэффициент $k$ можно положить равным единице. Тогда индуктивность катушки обратной связи может быть определена из выражения

$$L_{\text{св}} = \frac{M^2}{L_{\text{к}}}.$$

Если положительная обратная связь регулируется путем изменения коэффициента связи, то величину $L_{\text{св}}$ берут несколько больше расчетной для возможности регулировки.

Окончательно подбирают параметры обратной связи при практической наладке усилителя.

## ПРАКТИЧЕСКАЯ СХЕМА СЕЛЕКТИВНОГО УСИЛИТЕЛЯ С КОМБИНИРОВАННОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

На рис. 7 приведена схема двухкаскадного резонансного усилителя с комбинированной обратной связью.

Положительная обратная связь осуществляется катушкой обратной связи $L_{\text{св}}$, включенной в анодную цепь усилительной лампы $Л_2$, а отрицательная обратная связь образуется благодаря падению напряжения на сопротивлении $R_9$ в катодной цепи этой же лампы.

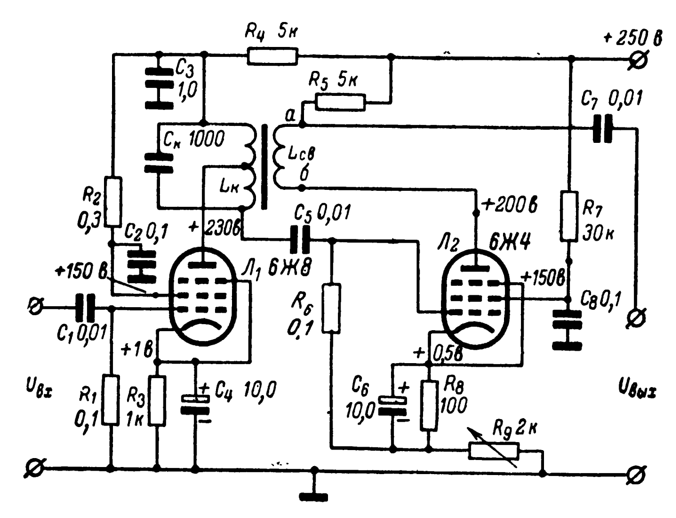



Рис. 7. Схема двухкаскадного селективного усилителя с комбинированной обратной связью.

Каскад на лампе $Л_1$ работает как усилитель. Его нагрузкой служит колебательный контур $L_{\text{к}}$, $C_{\text{к}}$. Связь лампы с контуром выбрана автотрансформаторная для уменьшения шунтирования контура внутренним сопротивлением лампы.

Сопротивления $R_2$, $R_3$, $R_4$, $R_7$ и $R_8$ подбираются из условия работы ламп в режиме А (на линейном участке анодносеточной характеристики). Цепочка $R_4C_3$ служит для развязки первого каскада по анодному питанию.

С сопротивления $R_5$, включенного последовательно с катушкой обратной связи $L_{св}$, снимается выходное напряжение.

Примерные режимы ламп указаны на схеме. Значения напряжений на отдельных электродах ламп некритичны и могут изменяться в пределах $\pm 20\%$. При этом параметры усилителя изменяются незначительно.

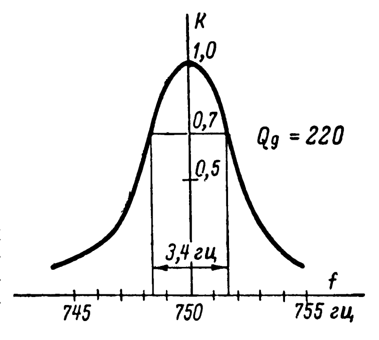



Рис. 8. Частотная характеристика резонансного усилителя с комбинированной обратной связью.

Во втором каскаде применена лампа 6Ж4 с большой крутизной сеточной характеристики. Это объясняется тем, что с увеличением крутизны характеристики, как это следует из выражений (20) и (21), соответственно увеличивается селективность усилителя, упрощаются подбор величин обратных связей и регулировка усилителя.

При резонансной частоте контура, равной 750 *гц*, параметры контура составляли: $L_к = 10$ *гн*; $C_к \approx 4\,000$ *пф*; сопротивление катушки индуктивности $r = 10$ *ком*; первоначальная добротность контура 5. По условиям задачи требовалась действующая добротность контура не менее 200. Благодаря введению комбинированной обратной связи была получена действующая добротность, равная 220. При более тщательной регулировке схемы удавалось повысить действующую добротность до 300.

Дальнейшее повышение селективности приводило к резкой нестабильности усилителя, проявлявшейся в склонности к самовозбуждению. На рис. 8 приведена частотная характеристика этого усилителя. Коэффициент усиления его на резонансной частоте был около 2 000. Полоса пропускания составляла всего 3,4 *гц*. Максимальное выходное напряжение на резонансной частоте равнялось 20 *в*.

Изменяя с помощью переменного сопротивления $R_9$ соотношение величин селективной положительной обратной связи и равномерной отрицательной обратной связи, можно изменять коэффициент усиления. При этом изменяется также и селективность усилителя (добротность контура). Усилитель работал неустойчиво и имел склонность к самовозбуждению при значительном преобладании селективной положительной обратной связи и резонансе, т. е. тогда, когда с уменьшением сопротивления $R_9$ выполнялось неравенство

$$R_9 < \frac{M}{C_к r}.$$

В эту же схему усилителя в другом варианте включался колебательный контур с резонансной частотой, равной 50 *кгц* и начальной добротностью 50.

Действующую добротность контура, путем применения обратных связей, удалось повысить в 120 раз, т. е. сделать равной 6 000.

Настраивают селективный усилитель в следующем порядке. Прежде всего выключают обратные связи, для чего катушку положительной обратной связи $L_{св}$ отпаивают, а точки *а* и *б* (рис. 7) соединяют. Переменное сопротивление отрицательной обратной связи $R_9$ выводят до нуля. После этого подбором сопротивлений $R_2$, $R_3$, $R_4$, $R_5$, $R_7$ и $R_8$ устанавливают требуемый режим ламп, при котором оба каскада усилителя будут работать в режиме А. Регулировкой режима работы ламп заканчивается первый этап наладки усилителя.

Вслед за этим контур $L_кC_к$ в анодной цепи лампы первого каскада настраивают на требуемую резонансную частоту. Входное напряжение устанавливают равным 5—10 *мв*. Грубая подстройка контура производится путем подбора емкости $C_к$, более точная — магнетитовым сердечником катушки индуктивности (если он есть) или же подстроечным конденсатором достаточной емкости.

После настройки контура снимают частотную характеристику усилителя, по которой определяют ширину полосы пропускания и коэффициент его усиления на резонансной частоте. Зная полосу пропускания контура на уровне 0,7 резонансного значения и резонансную частоту контура, можно определить исходную добротность контура (без введения в усилитель обратных связей) из соотношения

$$Q=\frac{f_р}{2\Delta f}, \tag{34}$$

где $f_р$ — резонансная частота контура;

$2\Delta f$ — полоса пропускания контура, измеренная по частотной характеристике на уровне 0,7 резонансного значения коэффициента усиления.

Знание параметров селективного усилителя без обратных связей позволяет сравнить аналогичные параметры усилителя с введением таких связей и, кроме того, способствует лучшей окончательной регулировке усилителя.

После проведения предварительной регулировки и измерения исходных параметров усилителя включают положительную обратную связь. Если добиться выполнения условия $\frac{M}{C_кr}>1$, то усилитель перейдет в режим генерирования периодических колебаний на частоте, равной резонансной частоте колебательного контура.

Форма генерируемых колебаний будет зависеть от того, насколько значение $M/C_кr$, характеризующее величину положительной обратной связи, превосходит единицу. Если величина положительной обратной связи незначительно превышает ее критическое значение, при котором $M/C_кr=1$, то колебания будут

иметь синусоидальную форму. В случае сильной связи колебания будут иметь форму искаженной синусоиды.

Для достижения нужной селективности усилителя желательно иметь регулируемую положительную обратную связь. Ее можно регулировать смещением катушки обратной связи относительно катушки контура (если обе эти катушки располагаются не на замкнутом магнитном сердечнике) путем изменения числа витков катушки связи или же шунтирования ее переменным сопротивлением. Шунтирование катушки связи сопротивлением для подбора величины обратной связи приводит к изменению резонансной частоты колебательного контура.

После включения положительной обратной связи плавно подбирают переменным сопротивлением $R_9$ величину отрицательной обратной связи, при которой срываются автоколебания. Затем снимают частотную характеристику по методике, описанной в следующем разделе.

Определив по частотной характеристике полосу пропускания, можно рассчитать действующую добротность контура (34), полученную от введения комбинированной обратной связи.

При снятии частотной характеристики важно определить коэффициент усиления при резонансе $K_{рк}$. Если он окажется больше коэффициента усиления усилителя без обратных связей $K_р$, то это значит, что положительная обратная связь преобладает над отрицательной связью $\left(R_к < \frac{M}{C_к r}\right)$ и наоборот.

В случае, когда значения обратных связей равны $\left(R_к = \frac{M}{C_к r}\right)$, коэффициент усиления на резонансной частоте остается таким же, как и без обратных связей.

Зная соотношения величин обратных связей, можно продолжать регулировку усилителя до получения требуемого значения селективности (действующей добротности контура).

В том случае, когда, например, при $K_{р\,к} > K_р$ селективность усилителя окажется больше необходимой, ее можно уменьшить путем увеличения сопротивления отрицательной обратной связи. Если же при $K_{р\,к} > K_р$ селективность будет недостаточной, то необходимо увеличить положительную и отрицательную обратные связи.

При $K_{р\,к} < K_р$ можно изменять селективность в любую сторону одним сопротивлением $R_9$. При этом для уменьшения селективности надо увеличивать это сопротивление.

Необходимо заметить, что для устойчивости работы усилителя надо стремиться к выполнению соотношения $K_{р\,к} \leqslant K_р$.

В ряде случаев от усилителя могут потребоваться максимально возможная селективность и наибольший коэффициент усиления. Этого можно достигнуть уменьшением отрицательной обратной связи до величины, при которой усилитель окажется на грани самовозбуждения. При этом будет преобладать положительная обратная связь и усилитель будет работать менее устойчиво. Однако при стабилизации питающих напряжений такой режим может успешно применяться.

## ИЗМЕРЕНИЕ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ И ДЕЙСТВУЮЩЕЙ ДОБРОТНОСТИ КОНТУРА В РЕЗОНАНСНОМ УСИЛИТЕЛЕ С ВЫСОКОЙ СЕЛЕКТИВНОСТЬЮ

Резонансные усилители низкой частоты при большой селективности обычно имеют очень узкую полосу пропускания, которая в ряде случаев может составлять единицы или даже доли герца. Это вызывает трудности при регулировке и проверке таких усилителей, в особенности при определении ширины полосы пропускания и добротности контура.

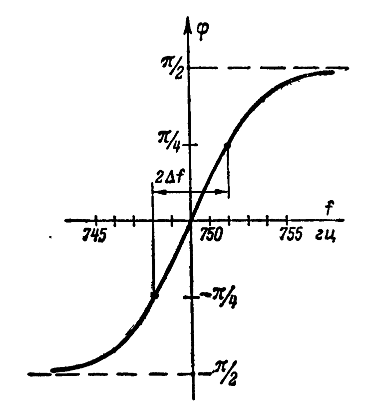


Рис. 9. Фазовая характеристика резонансного усилителя.

В таких случаях при измерении полосы пропускания и добротности контура оказывается наиболее удобным и точным фазовый метод, основанный на зависимости фазы сигнала на выходе усилителя (по отношению к входному) от частоты усиливаемого сигнала.

Известно, что сдвиг фазы выходного сигнала (φ) относительно сигнала на входе усилителя в зависимости от расстройки ($y$) и добротности контура ($Q$) определяется соотношением

$$\varphi = \operatorname{arctg} yQ. \qquad (35)$$

Эта зависимость, называемая фазовой характеристикой усилителя, приведена графически на рис. 9. С увеличением добротности контура крутизна фазовой характеристики увеличивается. Выражение (35) может быть представлено в виде

$$\operatorname{tg} \varphi = yQ. \qquad (36)$$

При изменении частоты сигнала относительно резонансной частоты колебательного контура на величину половины полосы пропускания выполняется равенство $yQ=1$. При этом сдвиг фазы выходного напряжения составляет $\varphi=45°$. Поэтому для того чтобы найти полосу пропускания усилителя, необходимо определить частотный сдвиг $\Delta f$ сигнала (относительно резонансной частоты контура), при котором фаза выходного сигнала сдвинется по отношению к входному на 45°. Полоса пропускания будет равна удвоенному значению частотного сдвига $\Delta f$.

Момент резонанса при использовании фазового метода весьма точно фиксируется по отсутствию расфазирования выходного и входного сигналов.

На рис. 10 приведены две функциональные схемы установок для измерения полосы пропускания усилителя фазовым методом. В одной из этих схем (рис. 10,*а*) выходным устройством служит фазовый детектор со стрелочным прибором, шкала которого

отградуирована в угловых единицах сдвига фазы между двумя напряжениями, подаваемыми на входы детектора. Посредством фазового детектора измеряется разность фаз между выходным сигналом усилителя и сигналом, поступающим на его вход.

Напряжение, подаваемое на вход фазового детектора с выхода усилителя, должно регулироваться для поддержания его

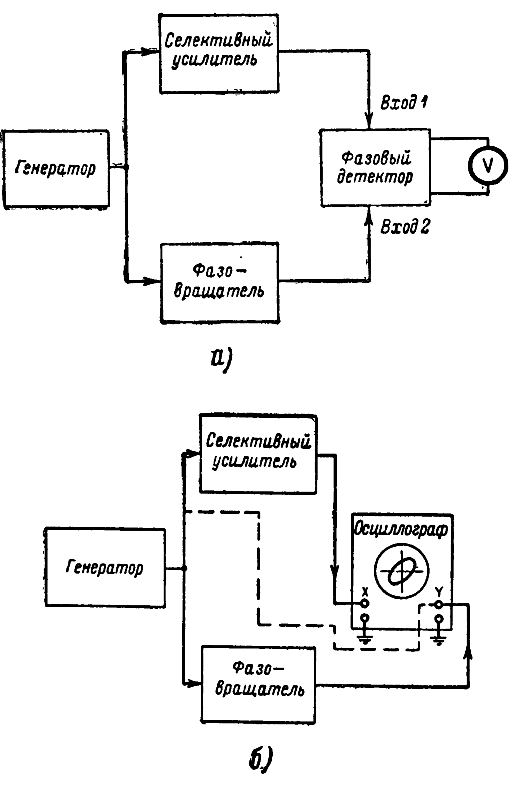



**Рис. 10. Функциональные схемы установок для проверки селективных свойств усилителей.**

*а* — с фазовым детектором; *б* — с осциллографом на выходе.

на постоянном уровне при ослаблении сигнала на выходе усилителя за счет расстройки. Для этого используется потенциометр на входе фазового детектора. Постоянство уровня напряжения контролируют высокоомным вольтметром.

В цепи сигнала, подаваемого на второй вход фазового детектора, устанавливают компенсирующий фазовращатель (типа *RC*), с помощью которого выбирают нулевой режим фазового

детектора и компенсируют фазовые сдвиги усиливаемого сигнала, вызываемые переходными емкостями измерительной схемы.

Во второй схеме (рис. 10,*б*) в качестве индикатора сдвига используется электронный осциллограф. Величину сдвига фаз между сигналами измеряют по фигурам Лиссажу на экране осциллографа. В простейшем случае на пластины $X$ осциллографа подается напряжение с выхода селективного усилителя, а на пластины $Y$ — напряжение с его входа. При $\varphi=90°$ фигура Лиссажу имеет вид окружности, а при $\varphi=0°$ — вид прямой линии, наклоненной под углом 45° к горизонтальной оси осциллографа (при равенстве амплитуд сигналов, подаваемых на пластины $X$ и $Y$). При $\varphi=45°$ фигура Лиссажу имеет вид эллипса. Однако точная фиксация момента, при котором $\varphi=45°$, затруднена. Поэтому точность метода измерений оказывается невысокой.

Лучше использовать компенсирующий фазовращатель, предварительно отградуировав с помощью фазового детектора или осциллографа его шкалу в угловых единицах сдвига фазы. В этом случае сдвиг фазы измеряют следующим методом. Всякий раз после изменения частоты сигнала на входе усилителя устанавливают ручкой фазовращателя нулевой сдвиг фазы между сигналами, поступающими на вход $X$ и $Y$ осциллографа. При этом на экране осциллографа эллипс превращается в прямую линию. После этого можно отсчитать измеряемый сдвиг фаз по шкале фазовращателя. Такой метод (нулевого отсчета) позволяет получить значительно более высокую точность измерения.

Измерение полосы пропускания и определение действующей добротности усилителя фазовым методом производятся в следующем порядке. Перед началом измерений из схемы исключают колебательный контур и заменяют его омическим сопротивлением, приблизительно равным по величине эквивалентному сопротивлению контура при резонансе: $Z_р \approx L_к/C_к r$. После этого на вход усилителя подают сигнал резонансной (или близкой к ней) частоты и достаточной амплитуды (5—10 *мв*).

При помощи компенсирующего фазовращателя сдвиг фаз между напряжениями, поступающими на вход фазовращателя, устанавливают равным нулю. При этом компенсируются фазовые сдвиги, образующиеся из-за переходных емкостей.

Небольшими погрешностями, которые могут внести переходные цепи в измерение фазы при изменении частоты входного сигнала в пределах, несколько бо́льших ширины полосы пропускания высокоселективного усилителя, можно пренебречь.

После фазовой компенсации колебательный контур снова включают в схему усилителя и непосредственно исследуют селективные свойства усилителя с комбинированной обратной связью.

Прежде всего определяют точно резонансную частоту колебательного контура по нулевому значению фазы между сигналами, поступающими на вход измерителя фазы. Для этого на вход усилителя подают сигнал постоянной амплитуды и переменной частоты. Частоту меняют до тех пор, пока сдвиг фаз между сигналами на входе измерителя фаз окажется равным нулю. Значение частоты входного сигнала будет равно резонансной частоте контура.

Далее, изменяют частоту входного сигнала относительно резонансной частоты контура на величину, при которой измеритель фазы покажет сдвиг 45°. Полученную расстройку удваивают, и таким образом определяют полосу пропускания усилителя.

По известной резонансной частоте и ширине полосы пропускания контура рассчитывают действующую добротность контура $Q_д = f_р/2\Delta f$.

При настройке и проверке резонансного усилителя с высокой селективностью могут встретиться серьезные затруднения, если генератор стандартных сигналов, используемый при настройке, не позволяет «растягивать» шкалу генерируемых частот и производить точный отсчет в пределах весьма узкой полосы пропускания усилителя. В таком случае определить полосу пропускания и добротность контура описанным способом можно лишь весьма приближенно. Например, пусть проверяется селективный усилитель с резонансной частотой $f_р = 10\,000$ *гц* и предполагаемой действующей добротностью контура $Q = 1\,000$. Тогда его полоса пропускания должна составить $2\Delta f = 10\,000/1\,000 = 10$ *гц*.

Для сравнительно точного измерения ширины полосы и качества такого контура необходимо, чтобы генератор сигналов в диапазоне 9 995—10 005 *гц* позволял перестраивать частоту выходного сигнала и отсчитывать ее значения менее чем через 1 *гц*. Таких генераторов нет, если не считать устаревшего генератора ЗГ-2А, у которого имеется возможность изменять и отсчитывать частоты выходного сигнала через 1 *гц* около некоторого среднего значения, устанавливаемого по основной, грубой шкале. Даже при возможности изменять и отсчитывать частоту сигнала генератора через 1 *гц* и ширине полосы пропускания усилителя 10 *гц* последняя будет измерена с невысокой точностью (порядка 10%).

Для определения полосы пропускания высокоселективного усилителя в случае отсутствия генератора, позволяющего «растягивать» шкалу генерируемых частот в области резонансной частоты исследуемого контура, можно применить искусственный метод.

Сущность этого метода сводится к тому, что перестраивают не генератор входного сигнала, а изменяют настройку контура усилителя в пределах полосы пропускания с помощью небольшой переменной емкости (подстроечного конденсатора). Сначала частоту генератора с возможной точностью устанавливают равной резонансной частоте контура. Затем с помощью подстроечного конденсатора контур расстраивают так, чтобы сдвиг фазы выходного сигнала усилителя по отношению к входному составил 45°. Расстройка контура при этом будет составлять по величине половину полосы пропускания контура $\Delta f$.

В этом случае для определения полосы пропускания и добротности контура необходимо знать общую емкость колебательного контура $C_к$ и величину изменения емкости подстроечного конденсатора $\Delta C_к$ при расстройке контура на половину полосы пропускания. Связь между указанными емкостями и действующей добротностью усилителя определяется следующим

приближенным соотношением, позволяющим достаточно точно для практических целей определить величину $Q_д$:

$$Q_д \approx \frac{C_к}{\Delta C_к}.$$

Величину изменения емкости $\Delta C_к$ проще всего определяют, если при измерении применяют градуированный конденсатор переменной емкости (после измерения этот конденсатор заменяют обычным подстроечным). Если же градуированного конденсатора нет, то используется простой подстроечный конденсатор. При этом его емкость замеряется дважды. Один раз, когда контур настроен в резонанс, конденсатор отпаивают и измеряют его емкость, а второй раз проделывают то же после расстройки контура.

Разность емкостей подстроечного конденсатора, полученных при этих двух измерениях, даст искомую величину изменения емкости контура.

Метод определения общей емкости колебательного контура при резонансе с учетом междувитковой и монтажной емкостей описан в гл. 4.

По известной добротности контура определяют его полосу пропускания по формуле $2\Delta f = f_р/Q_д$.

После измерений контур снова настраивают на требуемую резонансную частоту. Если при измерениях применялся специальный градуированный конденсатор, то он заменяется подстроечным конденсатором.

При очень высокой действующей добротности, составляющей несколько сотен или даже тысяч единиц, измерение параметров селективного усилителя описанными способами невозможно.

В таких случаях применяют метод, основанный на измерении времени затухания колебательного процесса в контуре после снятия входных, возбуждающих контур колебаний.

Если на вход селективного усилителя подать сигнал резонансной частоты, то в контуре усилителя установятся колебания максимальной амплитуды. После отключения входного сигнала колебания в контуре и на выходе усилителя исчезнут не мгновенно, а будут затухать с течением времени. Теоретически время, в течение которого амплитуда затухающих колебаний станет равной нулю, равно бесконечности. Практически же колебания считаются затухающими, если их амплитуда $t_в$ уменьшается до 1% первоначальной величины. Время, в течение которого амплитуда колебаний будет уменьшаться от первоначального значения до 1% этого значения, считается временем затухания.

Добротность контура $Q$ можно себе представить как некоторую величину, характеризующую число полных колебаний ($m$), происходящих в контуре за время затухания ($t_в$). Добротность контура и время затухания колебаний в нем связаны соотношением

$$Q_д = 0{,}68\ m = 0{,}68\ f_р t_з. \qquad (37)$$

Время $t_в$ измеряется электронными устройствами или секундомером.

Некоторые приборы, необходимые для измерения полосы пропускания, добротности контура и других параметров резонансного усилителя, описаны в гл. 4.

Практически установлено, что селективность резонансных усилителей путем введения комбинированной обратной связи может быть повышена в 100—120 раз. Стабильность работы таких усилителей зависит от соотношения величин обратных связей и оказывается всегда больше стабильности усилителей, селективность которых повышается путем применения только одной положительной связи.

# *Глава вторая*

# СЕЛЕКТИВНЫЕ УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ С *RC*-ЦЕПЯМИ

## *RC*-ФИЛЬТРЫ

С уменьшением резонансной частоты *LC*-фильтра (селективного усилителя) значительно увеличиваются образующие его индуктивность и емкость. Поэтому с понижением резонансной частоты резко возрастают размеры, вес и стоимость *LC*-фильтров.

В области звуковых частот вплоть до десятков, единиц и даже долей герца целесообразно делать фильтры, состоящие из емкостей и сопротивлений (*RC*-фильтры), которые имеют ряд преимуществ перед *LC*-фильтрами. Они проще в изготовлении и наладке, имеют меньшие габариты и менее чувствительны к магнитным полям. Эти преимущества становятся более ощутимыми с уменьшением рабочей частоты фильтра. Однако простейшие *RC*-фильтры обладают очень низкой избирательностью. Совместное применение электронных ламп и *RC*-фильтров позволяет создавать усилители с высокой селективностью.

На рис. 11,*а* и *б* приведены схемы двух простейших *RC*-фильтров и их примерные частотные и фазовые характеристики. Эти фильтры обладают коэффициентом передачи $\alpha = U_{вых}/U_{вх}$, зависящим от частоты. Однако селективные свойства таких *RC*-фильтров во многих случаях не удовлетворяют необходимым требованиям при разделении сигналов. Поэтому обычно применяются более сложные *RC*-фильтры.

Схема одного из таких фильтров приведена на рис. 12,*а*. Этот *RC*-фильтр образуется из последовательного соединения двух простейших *RC*-фильтров, показанных на рис. 11,*а*. Элементы фильтра $R_1$ и $C_1$ ослабляют нижние частоты, а элементы $R_2$ и $C_2$ — верхние. Результирующие частотная и фазовая характеристики такого фильтра приведены на рис. 12,*б*. По форме приведенные характеристики идентичны характеристикам колебательного контура *LC*.

Частота $f_0$, при которой коэффициент передачи фильтра имеет максимальное значение, определяется из соотношения

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \qquad (38)$$

Эту частоту иногда называют «квазирезонансной».

В том случае, когда параметры элементов, образующих фильтр, выбраны так, что удовлетворяется условие $R_1C_1=$ $=R_2C_2=RC$, выражение (38) может быть представлено в виде

$$f_0=\frac{1}{2\pi RC}, \qquad (39)$$

где $RC$ — постоянная времени эквивалентной цепочки, равная постоянным времени цепочек $R_1C_1$ и $R_2C_2$.

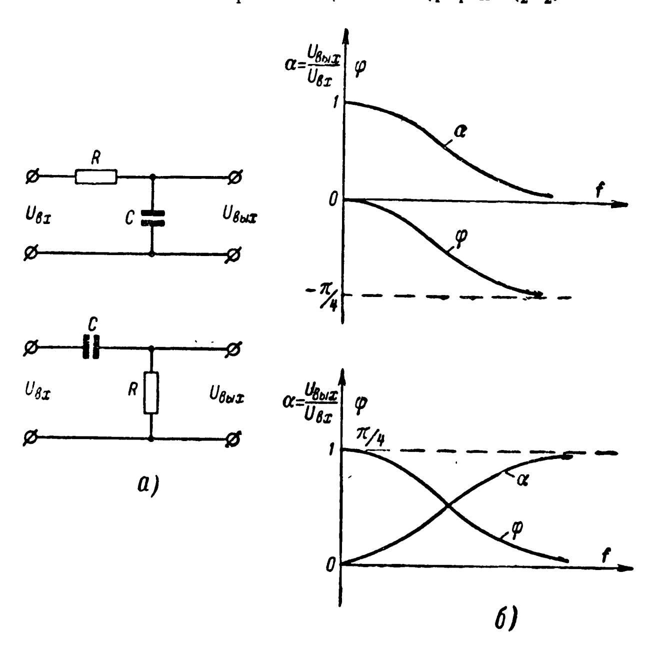



Рис. 11. Простейшие $RC$-фильтры.

*а* — схемы; *б* — частотные и фазовые характеристики.

При подключении сопротивления нагрузки частота $f_0$ увеличивается тем больше, чем меньше сопротивление нагрузки. Для улучшения свойств $RC$-фильтра соединяют последовательно несколько фильтров, показанных на рис. 12,*а*. Однако такой многозвенный фильтр имеет большее затухание на квазирезонансной частоте $f_0$.

Более совершенен $RC$-фильтр, образованный из двух Т-образных $RC$-звеньев (рис. 13,*а*). Т-образные звенья в этом фильтре состоят: первое — из конденсаторов $C_1$, $C_2$ и сопротивления $R_3$, а второе — из сопротивлений $R_1$, $R_2$ и конденсатора $C_3$.

Напряжение на выходе каждого из указанных Т-образных звеньев сдвинуто по фазе относительно входного напряжения.

Величина этого сдвига зависит от частоты примерно так же, как в простых *RC*-фильтрах (см. рис. 11). Напряжение на выходе первого Т-образного звена опережает входное, напряжение на выходе второго Т-образного звена, наоборот, отстает от

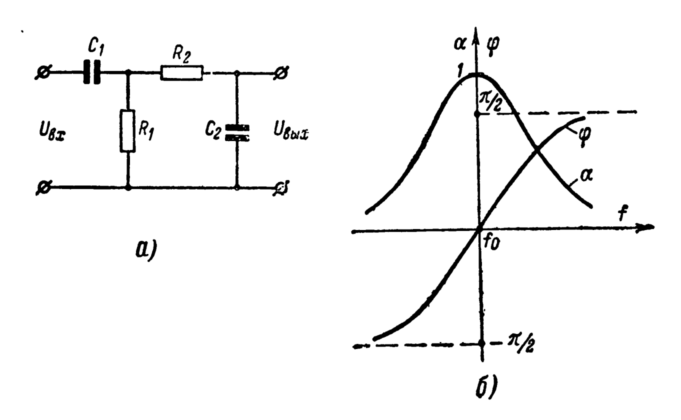



Рис. 12. Двухзвенный *RC*-фильтр.
*а* — схема; *б* — частотная и фазовая характеристики.

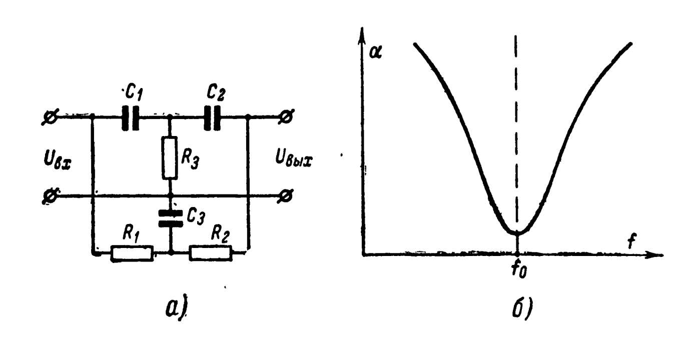



Рис. 13. Двойной Т-образный *RC*-фильтр.
*а* — схема; *б* — характеристика затухания.

входного. Последнее обстоятельство позволяет при параллельном соединении двух Т-образных *RC*-звеньев получить на выходе на некоторой частоте при определенных соотношениях величин элементов *R* и *C* равные по амплитуде, но противоположные по фазе напряжения. При этом результирующее напряжение на выходе двойного Т-образного фильтра будет равно нулю. Частотная характеристика такого фильтра приведена на рис. 13,*б*.

Квазирезонансная частота $f_0$, при которой коэффициент передачи двойного Т-образного фильтра имеет наименьшее значение, зависит от величин элементов звеньев следующим образом:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 C_3 R_1 R_2}}. \tag{40}$$

Наиболее часто применяются симметричные Т-образные фильтры, у которых $C_1 = C_2 = C$ и $R_1 = R_2 = R$. При этом значения остальных элементов фильтра ($R_3$ и $C_3$) выбираются в определенной зависимости от первых ($C_3 = C/n$ и $R_3 = R \cdot n$). От выбора значения $n$ зависит коэффициент подавления сигнала $\beta$ на квазирезонансной частоте:

$$\beta = \frac{U_{вх}}{U_{вых}} = -\frac{1 + n + 2n^2}{n - 2n^2}. \tag{41}$$

Из последнего выражения следует, что коэффициент подавления сигнала превращается в бесконечность (а коэффициент передачи — в нуль), если $n = 0{,}5$. Это означает, что на выход фильтра сигнал не проходит из-за полного подавления, т. е. затухание теоретически равно бесконечности.

При других значениях $n$, отличных от $n = 0{,}5$, сигнал полностью не подавляется. Выходной сигнал при $n < 0{,}5$ оказывается сдвинутым по фазе по отношению к выходному на 180°, о чем свидетельствует знак минус в правой части выражения (41). Это очень важная особенность двойного Т-образного фильтра, позволяющая широко использовать его в селективных и генераторных устройствах.

Включение двойного Т-образного фильтра последовательно в электрическую цепь приводит к ослаблению выходного сигнала частоты $f_0$. Для того чтобы это ослабление было максимальным, надо выбирать величины элементов фильтра следующим образом: $R_1 = R_2 = 2R_3 = R$; $C_1 = C_2 = \frac{C_3}{2} = C$. Квазирезонансная частота такого фильтра равна

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}. \tag{42}$$

Широко применяются фильтры с так называемым фазовым $RC$-мостом (рис. 14,*а*). Если элементы приведенной схемы будут выбраны так, что $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$, то на квазирезонансной частоте $f_0 = 1/2\pi RC$ напряжение на выходе фильтра будет совпадать по фазе с напряжением на его входе. Коэффициент передачи фильтра при этом будет равен

$$\alpha = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{1}{3}. \tag{43}$$

Величина ослабления (затухание $\beta$), которое вносит фазовый $RC$-мост в проходящий сигнал в зависимости от расстройки $\Delta f$, определяется из выражения

$$\beta = \frac{1}{\alpha} = \frac{U_{вх}}{U_{вых}} = \sqrt{9 + \left(\frac{2\Delta f}{f_0}\right)^2}. \tag{44}$$

Сдвиг фазы $\varphi$ выходного напряжения относительно входного при расстройке составляет

$$\varphi = \mathrm{arctg}\, 0{,}33 \frac{2\Delta f}{f_0}. \qquad (45)$$

Формы частотной и фазовой характеристик такого фильтра (рис. 14,*б*) напоминают аналогичные характеристики параллельного колебательного контура.

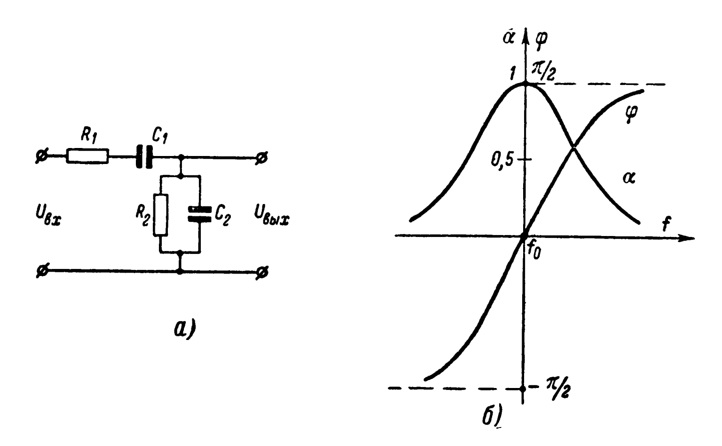



Рис. 14. Фильтр с фазовым *RC*-мостом.
*а* — схема; *б* — частотная характеристика.

По аналогии с колебательным контуром *LC* для рассматриваемого фильтра с фазовым *RC*-мостом вводится понятие эквивалентной добротности $Q_э$. Величина этой добротности, как следует из выражения (45), равна $Q_э=0{,}33$.

Следовательно, фильтр с фазовым *RC*-мостом эквивалентен по своим селективным свойствам колебательному контуру с очень низкой добротностью $Q=0{,}33$.

Фазовый *RC*-фильтр, как и другие, описанные выше *RC*-фильтры, широко используются, но не в отдельности, а в схемах ламповых генераторов низкой частоты и избирательных усилителей.

## СЕЛЕКТИВНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ДВОЙНЫМ Т-ОБРАЗНЫМ *RC*-ФИЛЬТРОМ

Совместное использование электронных ламп, работающих в усилительном режиме, и *RC*-фильтров, обладающих селективными свойствами, позволяет построить низкочастотные полосовые усилители с высокой избирательностью.

Наиболее широко в таких усилителях применяются двойные Т-образные заграждающие $RC$-фильтры.

Двойной Т-образный $RC$-фильтр включается как элемент отрицательной обратной связи усилителя низкой частоты (рис. 15,*а*). При этом частотная характеристика цепи обратной связи будет определять избирательность усилительного каскада.

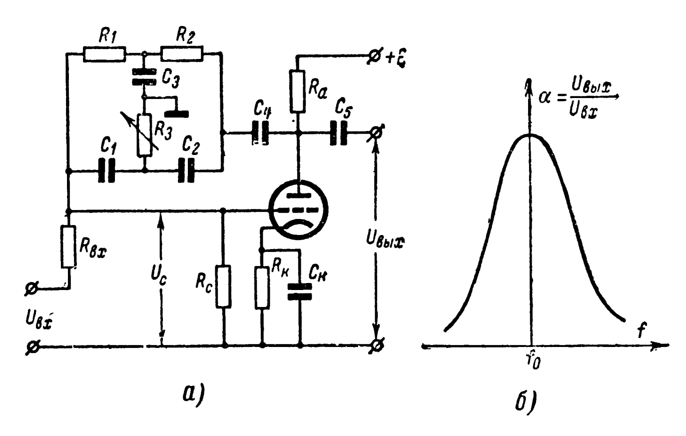



Рис. 15. Селективный усилитель с двойным Т-образным $RC$-фильтром.

*а* — схема; *б* — частотная характеристика.

Коэффициент усиления ($K_0$) усилителя с отрицательной обратной связью определяется из выражения

$$K_0 = \frac{K}{1 + P_0 K}, \tag{46}$$

где $K$ — коэффициент усиления без отрицательной обратной связи;

$P_0$ — коэффициент отрицательной обратной связи.

Из этого выражения следует, что коэффициент усиления усилителя при неизменном значении $K$ зависит от величины отрицательной обратной связи. Так как в цепь отрицательной обратной связи включен избирательный фильтр, коэффициент усиления будет определяться частотной характеристикой этого фильтра. Чем меньше отрицательная обратная связь, тем больше усиление.

На квазирезонансной частоте $f_0$ фильтр вносит максимальное затухание в проходящий сигнал, поэтому отрицательная обратная связь практически будет равна нулю и усиление каскада будет максимальным. На частотах, отличных от квазирезонансной ($f_0$), затухание фильтра уменьшается; при этом возрастает отрицательная обратная связь и соответственно уменьшается усиление каскада.

Частотная характеристика такого усилителя (рис. 15,*б*) по форме аналогична перевернутой частотной характеристике двойного Т-образного фильтра, стояшего в цепи отрицательной обратной связи. Селективность усилителя математически выражается соотношением

$$N=\frac{K_0}{K_{f_0}}=\frac{1}{\sqrt{1+\dfrac{K^2+2K}{1+\dfrac{4y^2}{y^2-1}}}}, \tag{47}$$

где $K_{f_0}$ — коэффициент усиления каскада с обратной связью на квазирезонансной частоте $f_0$;

$y=\dfrac{f}{f_0}$ — относительное изменение частоты.

Из рассмотрения частотной характеристики (рис. 15,*б*) следует, что усилитель низкой частоты, в цепи отрицательной обратной связи которого поставлен такой заграждающий фильтр, подобен селективному усилителю с нагрузкой в виде колебательного контура $LC$.

Рассматриваемый усилитель эквивалентен резонансному усилителю с контуром, добротность которого равна

$$Q_д=\frac{\sqrt{K^2+K}}{4}\approx\frac{K}{4}\ (\text{при } K\gg 1), \tag{48}$$

а полоса пропускания

$$2\Delta f=\frac{4f_0}{K},$$

где $K$ — коэффициент усиления без обратной связи.

Из последних выражений следует, что селективные свойства усилителя с отрицательной обратной связью через двойной Т-образный $RC$-фильтр определяются величиной коэффициента усиления без введения отрицательной обратной связи. Отсюда следует, что селективность подобных усилителей можно значительно повышать путем увеличения коэффициента усиления.

Вместе с тем необходимо иметь в виду следующее. При анализе выражения (41) подчеркивалось, что при расстройке двойного Т-образного $RC$-фильтра, т. е. когда коэффициент $n<0{,}5$, не происходит полного подавления. Выходной сигнал фильтра при этом сдвинут по фазе по отношению к выходному сигналу на 180°. Это означает, что вместо отрицательной обратной связи в усилителе образуется положительная обратная связь. Если при этом произведение коэффициента усиления усилителя без обратной связи на величину затухания сигнала в фильтре будет больше единицы, то усилитель возбудится.

Если же, увеличивая расстройку фильтра, не доводить усилитель до возбуждения, то можно значительно увеличить селек-

тивность за счет положительной обратной связи. Подбирая последовательно остальные элементы фильтра, можно получить высокую селективность на нужной частоте.

Малое внутреннее сопротивление источника усиливаемого напряжения будет шунтировать фильтр со стороны входа, что приведет к ухудшению избирательности усилителя. Для ослабления шунтирующего действия источника напряжения между ним и входом усилителя включают большое развязывающее сопротивление ($R_{вх}$, рис. 15,*а*). Его величину выбирают в пределах 1—2 *Мом*.

Селективность усилителя в большой степени зависит от величины сопротивления ($R_с$) участка сетка — катод усилительной лампы. Чем больше величина этого сопротивления, тем меньше оно шунтирует выход фильтра, следовательно тем выше селективность усилителя. Обычно значение сопротивления $R_с$ (рис. 15,*а*) выбирают в пределах 2—5 *Мом*. Изменяя его величину, можно менять в некоторых пределах полосу пропускания усилителя.

От соотношения величин сопротивлений $R_{вх}$ и $R_с$ зависит коэффициент передачи входной цепи усилителя. Если напряжение, поступающее от источника усиливаемого сигнала, равно $u_{вх}$, а напряжение, поступающее на сетку лампы усилителя, равно $u_с$, то связь между этими напряжениями в зависимости от величин сопротивлений $R_{вх}$ и $R_с$ будет иметь вид

$$u_с = u_{вх} \frac{R_с}{R_{вх} + R_с} = u_{вх} k_{вх}, \qquad (49)$$

где $k_{вх} = \frac{R_с}{R_{вх} + R_с}$ — коэффициент передачи входной цепи усилителя.

Из приведенного выражения следует, что с увеличением сопротивления $R_с$ увеличивается $k_{вх}$.

Входное сопротивление фильтра, как это видно из схемы на рис. 15,*а*, шунтирует анодную нагрузку $R_а$ лампы усилителя, тем самым изменяя коэффициент усиления и, следовательно, селективность усилителя.

Входное сопротивление двойного Т-образного *RC*-фильтра при условии, что $R_1 = R_2 = R$, и сравнительно малых расстройках, когда $y = 2{,}5 \div 0{,}4$, равно

$$Z_{вх} = \frac{R}{\sqrt{1 + y^2}}.$$

Если, например, $y \approx 1$, то

$$Z_{вх} \approx 0{,}7R. \qquad (50)$$

Для уменьшения шунтирующего действия входное сопротивление фильтра выбирают из соотношения

$$Z_{вх} \geqslant (5 \div 10)\, R_а. \qquad (51)$$

Величина же сопротивления $R$ должна выбираться из условия

$$0{,}5R_c \geqslant R \geqslant (7 \div 15)\, R_a. \quad (52)$$

Следовательно, параметры фильтра необходимо выбирать не только из соображения получения требуемой квазирезонансной частоты $f_0$, но также с учетом наименьшего шунтирующего действия входа фильтра на нагрузку лампы. Этого можно до-

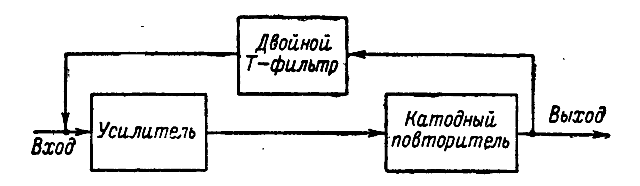



Рис. 16. Функциональная схема селективного усилителя с двойным Т-образным $RC$-фильтром и катодным повторителем.

биться применением в фильтре сравнительно малых емкостей ($C$) и больших сопротивлений ($R$), так чтобы выполнялось условие $f_0 = 1/2\pi RC$ и удовлетворялось неравенство (52).

Шунтирующее действие фильтра можно значительно уменьшить, если напряжение отрицательной обратной связи подавать на вход фильтра через катодный повторитель, как показано на рис. 16.

Селективный усилитель с двойным Т-образным $RC$-фильтром предназначается в основном для работы на одной фиксированной частоте $f_0$. Настройка на заданную частоту производится переменным сопротивлением $R_3$. Это сопротивление часто состоит из двух сопротивлений, соединенных последовательно. Одно из них—переменное для настройки, а другое — постоянное. Этим облегчается и улучшается настройка фильтра, так как при меньшем переменном сопротивлении можно изменить величину результирующего сопротивления более плавно.

Регулировать действующую добротность фильтра можно либо изменением величины сопротивления $R_c$, либо введением равномерной отрицательной обратной связи. В последнем случае из катодной цепи усилителя удаляют емкость $C_к$, шунтирующую сопротивление $R_к$. При этом значение сопротивления $R_к$ определяет величину вносимой отрицательной равномерной обратной связи. С изменением величины незашунтированного емкостью сопротивления $R_к$ будут меняться коэффициент усиления каскада и полоса его пропускания.

В случае использования в селективном усилителе пентода регулировать полосу пропускания можно путем изменения напряжения на экранирующей сетке лампы.

## РАСЧЕТ СЕЛЕКТИВНОГО УСИЛИТЕЛЯ С ДВОЙНЫМ Т-ОБРАЗНЫМ *RC*-ФИЛЬТРОМ

Исходными данными для расчета могут быть квазирезонансная частота фильтра $f_0$ и требуемая полоса пропускания селективного усилителя. В этом случае в результате расчета должны быть определены величины элементов фильтра и рассчитан усилитель.

Сначала рассчитывают усилитель без обратной связи. Коэффициент усиления его должен быть больше 10. Далее, надо задаться величинами сопротивлений одного из звеньев фильтра $R_1=R_2=R$. При этом необходимо удовлетворить неравенство (52):

$$0{,}5R_c \geqslant R \geqslant (7 \div 15)\, R_a.$$

Величина $R_c$ берется равной 2—5 *Мом*, а $R_a$ известно из расчета усилителя без обратной связи.

Если в усилителе используется пентод и сопротивление $R_a$ велико, то значение $R$ можно выбрать ближе к нижней допустимой границе.

Необходимо также иметь в виду, что с увеличением квазирезонансной частоты (особенно в области ультразвуковых частот) допустимое увеличение $R$ ограничено. При большом значении $R$ уменьшится расчетная величина емкости фильтра, что приведет к уменьшению стабильности работы усилителя на высокой квазирезонансной частоте вследствие значительного влияния паразитных емкостей и их изменений. В области низких звуковых частот выбор величины $R$ менее ограничен.

По известной частоте $f_0$ и при условии $C_1=C_2=C$ определяется значение емкостей второго *RC*-звена фильтра по формуле

$$C = \frac{160\,000}{Rf_0}, \text{ мкф}.$$

В последнее выражение $R$ подставляют в омах, а частоту $f_0$ в герцах.

Оставшиеся элементы ($R_3$ и $C_3$) фильтра селективного усилителя рассчитываются по формулам:

$$R_3 = \frac{R}{2};\; C_3 = 2C.$$

Полосу пропускания усилителя при известном коэффициенте усиления $K$ без обратной связи определяют из выражения

$$2\Delta f = \frac{4}{K} f_0, \text{ гц}.$$

Действующая добротность усилителя с двойным Т-образным *RC*-фильтром составляет:

$$Q_д = \frac{f_0}{2\Delta f} = \frac{K}{4}.$$

В случае, если при проектировании задается добротность или полоса пропускания усилителя, при его расчете необходимо прежде всего определить необходимый коэффициент усиления усилителя без обратной связи. Если окажется, что с одним каскадом нельзя получить требуемого усиления (для триода $K=0{,}6\mu$, где $\mu$ — коэффициент усиления лампы; для пентода $K=SR_а$), то в селективном усилителе должно быть два (или более) каскада с соответствующим включением фильтра.

Элементы фильтра и параметры усилителя рассчитывают так же, как это описано выше.

Стремясь к повышению селективности $RC$-усилителей, необходимо, однако, помнить, что с увеличением действующей добротности фильтра заметно возрастает нестабильность коэффициентов усиления, селективности и резонансной частоты $f_0$. Так, например, при изменении в схеме фильтра сопротивления только на 0,002% при действующей добротности $Q_д=1\,000$ последняя изменяется на 1%. Поэтому, конструируя усилитель низкой частоты с высокой селективностью, необходимо позаботиться о стабильности его элементов (особенно $RC$-фильтра) по отношению к изменениям температуры и других факторов.

При значительном изменении величин элементов фильтра селективный усилитель может возбудиться и стать автогенератором.

Для исключения возможности самовозбуждения селективного усилителя элементы фильтра нужно выбирать с такими допусками, чтобы выполнялось условие $K\Delta \leqslant 0{,}5$, где $\Delta$ — относительное изменение величин элементов фильтра.

## ПОЛОСОВОЙ СЕЛЕКТИВНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С ДВОЙНЫМИ Т-ОБРАЗНЫМИ $RC$-ФИЛЬТРАМИ

Во многих практических случаях применения селективных усилителей к ним предъявляют требование равномерного усиления сигналов в некоторой полосе частот. Сигналы вне пределов этой полосы должны эффективно подавляться.

Полосу пропускания усилителя можно значительно расширить, сохранив большую крутизну спада частотной характеристики за границами полосы пропускания, если использовать в цепи обратной связи усилителя два Т-образных $RC$-фильтра, расстроенных друг относительно друга по квазирезонансным частотам.

Эти фильтры можно включать либо последовательно друг с другом в цепь отрицательной обратной связи однокаскадного усилителя, либо в каждый из каскадов двухкаскадного селективного усилителя, схема которого приведена на рис. 17.

Частотная характеристика каждого каскада усилителя не отличается от частотной характеристики однокаскадного усилителя с одним двойным Т-образным $RC$-фильтром в цепи обратной связи.

Результирующий коэффициент усиления двухкаскадного усилителя на каждой из частот определяется произведением коэффициентов усиления каждого из каскадов на той же частоте.

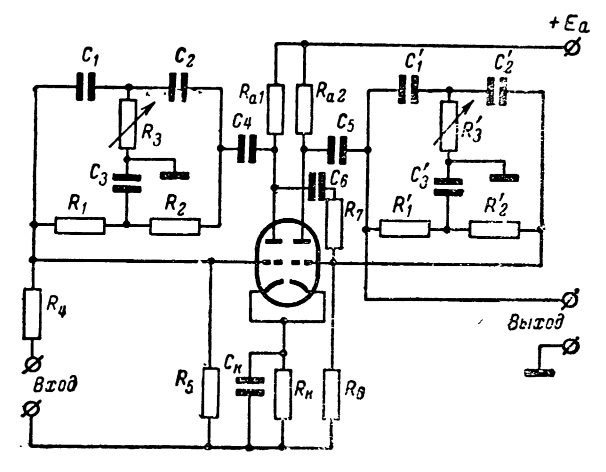



Рис. 17. Схема полосового усилителя с двумя двойными Т-образными $RC$-фильтрами.

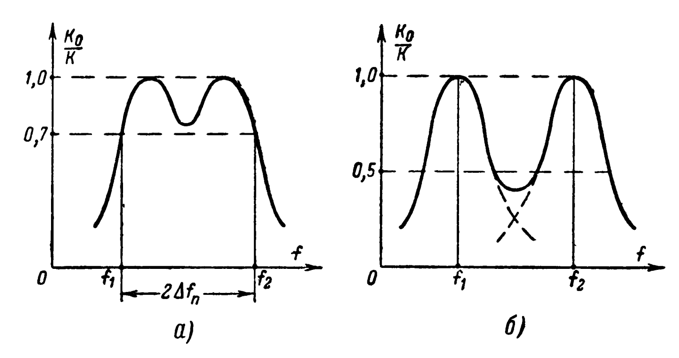



Рис. 18. Частотные характеристики полосового фильтра.
*а* — при допускаемой расстройке; *б* — при большой относительной расстройке каждого из фильтров.

Частотная характеристика двухкаскадного усилителя в этом случае зависит от расстройки, определяемой разностью квазирезонансных частот $f_1$ и $f_2$ $RC$-фильтров (рис. 18), включенных в цепи отрицательной обратной связи каждого из каскадов усилителя.

Если расстройка фильтров невелика и составляет

$$\frac{f_1 - f_2}{\frac{1}{2}(f_1 + f_2)} \leqslant 0{,}1,$$

то частотные характеристики обоих каскадов усилителя практически сливаются и результирующая характеристика усилителя будет одногорбой. С увеличением расстройки полоса пропускания усилителя $2\Delta f$ растет. Вместе с тем в середине кривой образуется провал, из-за которого увеличивается неравномерность усиления в полосе пропускания. При некоторой расстройке эта неравномерность может быть допустимой (рис. 18,*а*), а при значительной расстройке провал может быть недопустимо большим (рис. 18,*б*).

Для того чтобы неравномерность усиления в полосе частот из-за имеющегося провала в средней части частотной характеристики не превышала, например, 3 *дб*, величина разноса резонансных частот фильтров не должна превышать $f_2 - f_1 \leqslant 5(2\Delta f)$. При этом наибольшая полоса пропускания усилителя $2\Delta f_п$, отсчитываемая по частотной характеристике на уровне 0,7 максимального усиления, составит:

$$2\Delta f_п \approx 6(2\Delta f).$$

Если же по условиям работы может быть допущена бо́льшая неравномерность коэффициента усиления в полосе частот, то полоса пропускания путем большего разноса резонансных частот фильтров может быть увеличена еще больше.

Такой селективный усилитель может быть успешно применен в тех случаях, когда от него требуется высокая селективность при значительной нестабильности параметров фильтра. Наиболее важная—частотная нестабильность селективного усилителя в этом случае из-за относительно широкой полосы пропускания не окажет существенного влияния на работу усилителя.

## ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ СЕЛЕКТИВНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С ДВОЙНЫМ Т-ОБРАЗНЫМ *RC*-ФИЛЬТРОМ

На рис. 19 приведена схема однокаскадного селективного усилителя с двойным Т-образным *RC*-фильтром. Резонансная частота усилителя $f_0 = 850$ *гц*. Настраивают *RC*-фильтр на частоту переменным сопротивлением $R_3$. Полоса пропускания усилителя составляет 45 *гц* ($Q_д \approx 20$).

Селективность усилителя, путем изменения параметров двойного Т-образного *RC*-фильтра (изменения величины $n$), может быть получена значительно более высокая. Например, можно добиться получения полосы пропускания 4 *гц* ($Q_д = 210$). Однако стабильность работы усилителя при этом уменьшается.

Селективность целесообразнее повышать путем увеличения коэффициента усиления, а не изменением параметров фильтра. Вместе с тем в ряде случаев, когда дестабилизирующие факторы (изменения температуры, питающих напряжений, смена ламп и т. п.) сведены к минимуму, повышение селективности усилителя путем изменения параметров фильтра также может оказаться целесообразным.

Настраивают селективный усилитель довольно просто. Прежде всего подбирают режим работы лампы. Величины на-

пряжений на электродах лампы указаны на схеме. Далее, от схемы усилителя отключают фильтр и проверяют коэффициент усиления каскада без обратной связи. Усиление на частоте $f_0$ должно быть порядка 75—80.

После определения коэффициента усиления включают цепь обратной связи с фильтром и снимают частотную характеристику. Если максимум усиления будет не при $f_0$, то с помощью сопротивления $R_3$ подстраивают усилитель и снова снимают частотную характеристику.

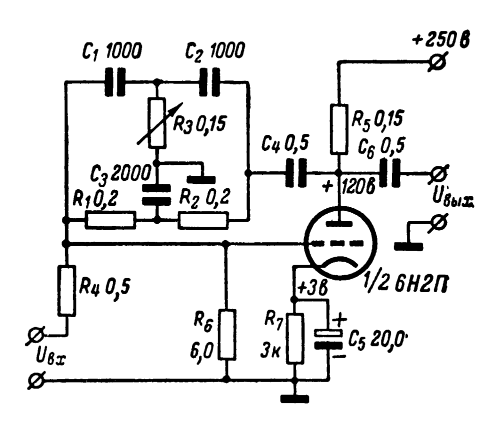



Рис. 19. Практическая схема селективного усилителя.

Если фильтр усилителя значительно расстроен или неправильно выбраны величины его элементов, то усилитель может возбудиться и стать генератором периодических колебаний. При сравнительно небольшой расстройке фильтра возбуждение усилителя устраняют подбором величины сопротивления $R_3$. Если автоколебания сорваны, а резонансная частота усилителя отличается от расчетной, то надо тщательно проверить соотношения элементов, образующих фильтр.

Если необходимо перестроить усилитель на другую резонансную частоту, значительно отличающуюся от первоначальной, то следует изменить величины всех трех сопротивлений так, чтобы соблюдалось условие $R_1=R_2=2R_3$. Это соотношение при настройке не соблюдается в том случае, когда надо максимально повысить селективность усилителя за счет расстройки фильтра. Расстраивают фильтр сопротивлением $R_3$. При этом добиваются, чтобы усилитель был на грани самовозбуждения.

При таком режиме работы в селективном усилителе получится положительная обратная связь. Однако величину ее выбирают недостаточной для возникновения генерации.

## УСИЛИТЕЛЬ ВЫСОКОЙ СЕЛЕКТИВНОСТИ С ДВОЙНЫМ Т-ОБРАЗНЫМ *RC*-ФИЛЬТРОМ

На рис. 20 приведена схема трехкаскадного селективного усилителя с двойным Т-образным *RC*-фильтром. Вход усилителя связывается с источником усиливаемого напряжения через катодный повторитель (левая половина лампы $Л_1$).

На входе катодного повторителя установлен делитель напряжения, с помощью которого изменяется коэффициент передачи входной цепи, а вместе с ним и коэффициент усиления всего усилителя.

На выходе усилителя стоит катодный повторитель на лампе $Л_3$, развязывающий усилитель и нагрузку и обеспечивающий низкоомный выход усилителя.

Собственно усилитель сигналов состоит из трех каскадов: один из них собран на правой (по схеме) половине лампы $Л_1$, а два других — на обеих половинах лампы $Л_2$. Двойной Т-образный *RC*-фильтр включен между выходом третьего каскада (анод правого триода лампы $Л_2$) и входом первого каскада (сетка правого триода $Л_1$).

Усиливаемый сигнал с делителя напряжения поступает на вход катодного повторителя. На сопротивлении $R_{12}$, служащем одновременно нагрузкой катодного повторителя и катодным сопротивлением правой половины лампы $Л_1$, выделяется часть выходного напряжения катодного повторителя, которая и прикладывается между сеткой и катодом лампы первого каскада усилителя. Пройдя три каскада усиления, сигнал поступает через катодный повторитель $Л_3$ на выход усилителя через *RC*-фильтр.

Так как двойной Т-образный *RC*-фильтр включен между выходом третьего и входом второго каскадов, через него образуется цепь сильной отрицательной обратной связи. Обратная связь будет отрицательной, потому что в усилителе три каскада; следовательно, фаза сигнала на выходе усилителя сдвинута по отношению к выходному напряжению на 180° *. Отрицательная обратная связь будет сильной, потому что коэффициент усиления усилителя составляет $K = 12\,000$ и при этом выходное напряжение усилителя подается на его вход.

На квазирезонансной частоте $f_0$ обратная связь отсутствует и, при небольшом изменении частоты, усиление резко падает вследствие сильной обратной связи.

Резонансная частота селективного усилителя равна $f_0 = 175$ *гц*; действующая добротность при этом составляет $Q_д = 1\,000$. Несоответствие действующей и расчетной добротностей $\left(Q_{д.расч} = \frac{K}{4} = \frac{12\,000}{4} = 3\,000\right)$ объясняется тем, что в этом усилителе не выполняется соотношение (52) и фильтр шунтирует нагрузку третьего каскада усилителя.

Величины элементов фильтра выбраны меньшими, чем требует соотношение (52) для увеличения стабильности усилителя.

---

* При этом предполагается, что $n \geqslant 0{,}5$ и $\beta > 0$ [см. формулу (41)].

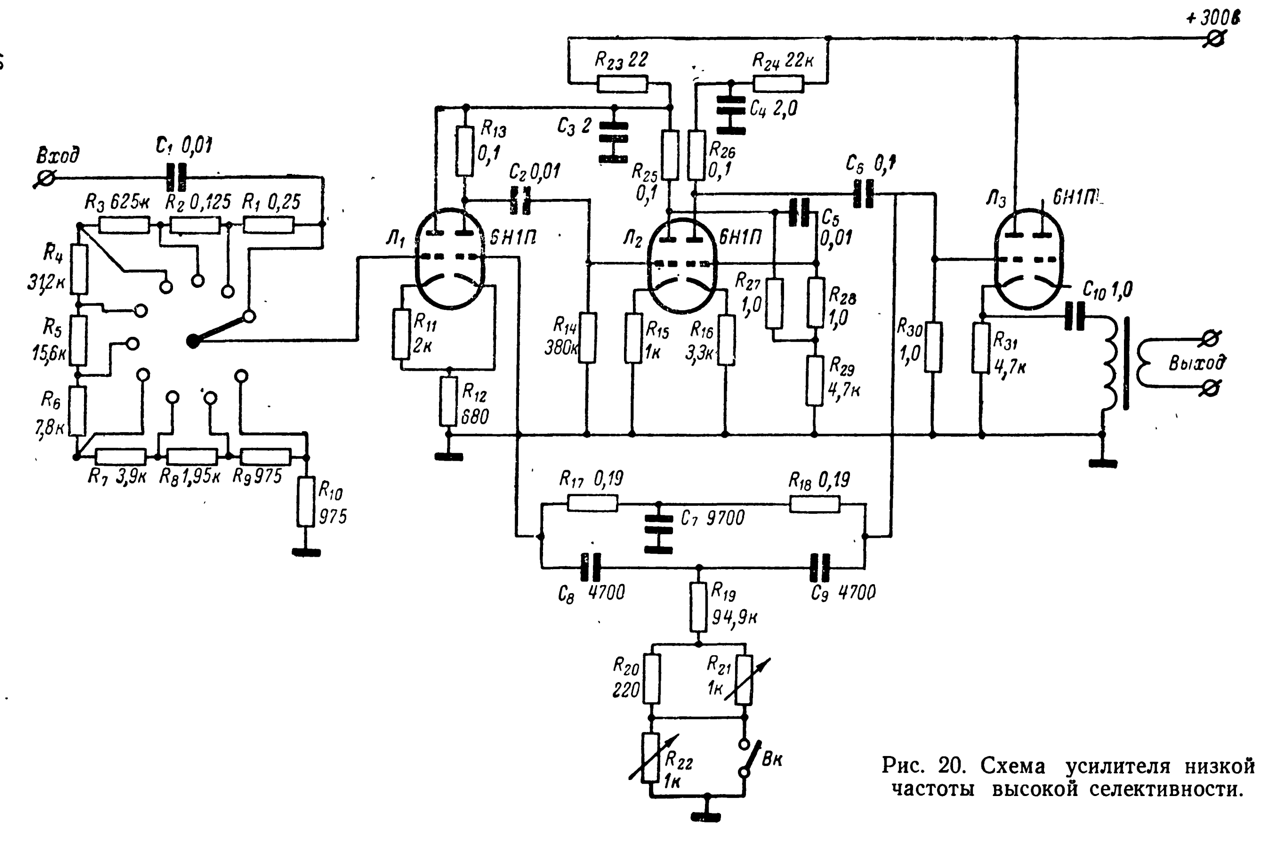



Рис. 20. Схема усилителя низкой частоты высокой селективности.

Одно из сопротивлений фильтра выполнено из нескольких последовательно и параллельно включенных сопротивлений, с помощью которых подстраивают и переключают фильтр на нужные режимы работы. При замкнутом накоротко сопротивлении $R_{22}$ соотношение величин элементов фильтра удовлетворяет условию (41), когда $n=0{,}5$ и отрицательная обратная связь на квазирезонансной частоте полностью отсутствует. В этом случае благодаря большему коэффициенту усиления действующая добротность получается порядка 1 000. Плавная настройка для получения $n=0{,}5$ осуществляется переменным сопротивлением $R_{21}$

Селективность этого усилителя можно значительно повысить путем расстройки фильтра, при которой он доводится до порога самовозбуждения. Для этого размыкают перемычку, шунтирующую переменное сопротивление $R_{22}$ и подбирают им нужный режим усилителя. Расстройкой фильтра действующую добротность можно повысить до 8 000.

При таком коэффициенте усиления усилитель склонен к самовозбуждению. Для предотвращения самовозбуждения в каскадах усиления применены развязывающие фильтры ($R_{23}C_3$ и $R_{24}C_4$) и сильная равномерная отрицательная обратная связь, получающаяся от включения в катодные цепи ламп $Л_1$ и $Л_2$ сопротивлений $R_{12}$, $R_{15}$ и $R_{16}$, не шунтированных емкостями.

При большом сопротивлении $R_{16}$ рабочая точка правой половины лампы $Л_2$ оказывается далеко на нижнем загибе сеточной характеристики. Для получения нормального режима работы лампы на ее сетку с анода левой половины лампы $Л_2$ через сопротивление $R_{27}$ подается положительный потенциал, благодаря которому рабочая точка смещается по сеточной характеристике вправо.

Для того чтобы усилитель работал стабильно, все элементы фильтра и усилителя, влияющие на его режим (анодные и катодные сопротивления, переходные и другие емкости), должны быть весьма стабильными по параметрам. Монтаж усилителя должен быть выполнен тщательно.

Порядок настройки этого усилителя не отличается от настройки однокаскадного. Однако вследствие сложности схемы трехкаскадного усилителя и склонности его к самовозбуждению следует рекомендовать конструирование и налаживание его только после приобретения опыта работы с более простыми схемами селективных усилителей.

Действующую добротность и полосу пропускания усилителя определяют методом измерения продолжительности затухания колебаний на выходе селективного усилителя после отключения сигнала резонансной частоты на входе; эти измерения проводят в последовательности, указанной в гл. 1.

## СЕЛЕКТИВНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С ФАЗОВЫМ *RC*-МОСТОМ

Выше описывался фильтр типа фазового *RC*-моста. По своим селективным свойствам такой фильтр аналогичен колебательному контуру *LC*.

Свойства фазового моста используют в селективных усилителях и *RC*-генераторах для образования цепи селективной поло-

жительной обратной связи. На рис. 21 приведена двухкаскадная схема селективного усилителя с положительной обратной связью, образованной фазовым $RC$-мостом.

Элементами $RC$-моста в этой схеме служат цепочки $R_1C_1$ и $R_2C_2$. Мост включен между выходом второго и входом первого каскадов усилителя. При этом осуществляется сильная положительная обратная связь. На квазирезонансной частоте фазового $RC$-моста эта связь имеет максимальное значение, и коэффициент усиления усилителя оказывается наибольшим.

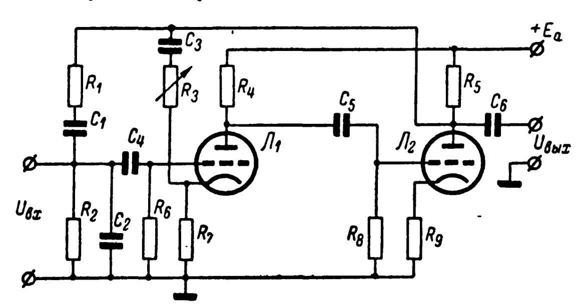



Рис. 21. Схема селективного усилителя с фазовым $RC$-мостом.

Во избежание самовозбуждения усилителя при сильной положительной связи в нем применена соответствующая по величине равномерная отрицательная обратная связь, для чего с выхода второго каскада усилителя подается сигнал в катодную цепь лампы первого каскада через конденсатор $C_3$ и сопротивление $R_3$. Отрицательная связь в этом усилителе, так же как и в усилителе с комбинированной обратной связью, описанном в гл. 1, уменьшает возможность перехода усилителя в режим самовозбуждения.

Действующая добротность усилителя с фазовым $RC$-мостом зависит от коэффициента усиления $K$ усилителя и определяется выражением

$$Q_д = \frac{K}{9}. \tag{53}$$

В отличие от усилителя с двойным Т-образным $RC$-фильтром, селективность которого может повышаться как увеличением коэффициента усиления, так и расстройкой фильтра, селективность усилителя с фазовым $RC$-мостом можно увеличивать только повышением коэффициента усиления $K$. При этом, так же, как и в селективном усилителе с контуром $LC$ и комбинированной обратной связью, должны одновременно повышаться величины селективной положительной и равномерной отрицательной обратных связей. Добротность усилителя с фазовым мостом может быть получена очень высокой (до нескольких сотен и даже тысяч).

Фазовый $RC$-мост настраивают одновременным изменением величин сопротивлений $R_1$ и $R_2$ или же конденсаторов $C_1$ и $C_2$.

Изменяя сопротивлением $R_3$ величину отрицательной обратной связи, можно в широких пределах регулировать селективность усилителя.

Исходными данными для расчета усилителя с фазовым $RC$-мостом обычно служат необходимая действующая добротность $Q_д$ усилителя и квазирезонансная частота $f_0$. Зная величину $Q_д$, в соответствии с выражением (53) определяют необходимый коэффициент усилителя $K$:

$$K=9Q_д.$$

Далее, подбирают лампы усилителя и рассчитывают режимы их работы. Из условий $R_1=R_2=R$ и $C_1=C_2=C$, а также $R_1 \geqslant (7 \div 15) R_{а2}$, где $R_{а2}$ — сопротивление анодной нагрузки второго каскада усилителя, выбирают сопротивление $R$ мостовой схемы.

По известному $R$ из соотношения (42) определяют емкость $RC$-моста

$$C=\frac{1}{2\pi f_0 R}.$$

Наладка усилителя сводится к подбору режима лампы и получению нужного коэффициента усилителя $K$ без обратных связей.

После включения обратных связей их регулировкой добиваются предварительно устойчивой работы усилителя, затем измеряют резонансную частоту и качественно оценивают селективность усилителя. После этого тщательно настраивают фазовый мост и регулируют отрицательную обратную связь для получения нужных параметров усилителя.

Селективные усилители с фазовыми $RC$-мостами работают в широком диапазоне частот, примерно от 30 *гц* до 650 *кгц*, на фиксированных и плавно изменяющихся частотах. По этому же принципу можно строить селективные усилители с качающейся резонансной частотой.

# *Глава третья*

# ГЕНЕРАТОРЫ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

## ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В практике работы радиолюбителей часто возникает необходимость конструирования генераторов синусоидальных колебаний и в том числе генераторов низких частот (от долей герца до нескольких десятков килогерц). На высоких звуковых и ультразвуковых частотах находят применение $LC$-генераторы, а на низких частотах — $RC$-генераторы.

Рассмотрим принципы построения и типовые схемы генераторов низких частот. Для пояснения принципа действия лам-

пового генератора с самовозбуждением рассмотрим схему, приведенную на рис. 22,*а*.

В генератор входят колебательный контур, состоящий из индуктивности $L_к$ и емкости $C_к$, электронная лампа, катушка обратной связи $L_{св}$ и источник питания. При любом незначительном изменении анодного тока лампы вследствие флуктуаций изменяется магнитное поле, создаваемое катушкой обратной связи. Так как в этом поле находится катушка индуктивности контура, в нем возникнут слабые колебания на собственной частоте контура. После усиления лампой эти колебания через

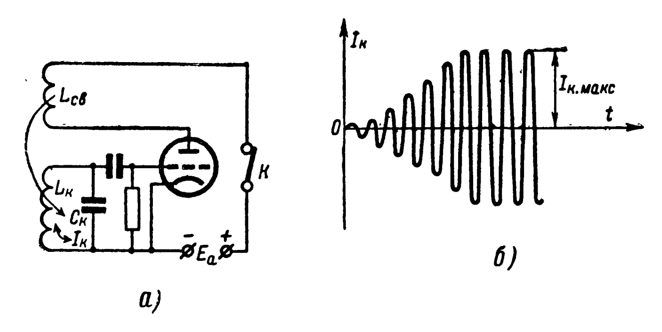



Рис. 22. Простейший электронный генератор.
*а* — схема; *б* — процесс нарастания колебаний в генераторе.

катушку обратной связи возвращаются в колебательный контур. Размах колебаний в контуре постепенно нарастает (рис. 22,*б*). Это нарастание ограничивается характеристиками электронной лампы генератора.

Для получения колебаний, стабильных по частоте и амплитуде, необходимо, чтобы в генераторе удовлетворялись так называемые условия баланса фаз и амплитуд, состоящие в следующем.

Допустим, что в некоторый момент времени на сетке лампы самовозбуждающегося генератора появился некоторый сигнал определенной амплитуды и фазы. Этот сигнал, пройдя через лампу, с ее нагрузки возвратится на сетку по цепям обратной связи. При этом возвратившийся сигнал будет иметь какую-то новую амплитуду, определяемую коэффициентом усиления каскада и затуханием в цепи обратной связи. Фаза сигнала также будет определяться фазовыми характеристиками ламповой схемы и цепи обратной связи.

Условия баланса амплитуды и фазы в автогенераторе означают, что сигнал, возвратившийся на сетку лампы генератора по цепи обратной связи, имеет амплитуду, равную амплитуде первоначального возмущения, и совпадает с ним по фазе, т. е. имеется положительная обратная связь.

Если предположить, что амплитуда сигнала обратной связи несколько превышает первоначальный сигнал, то, очевидно, первоначально возникшее в цепи лампы возмущение будет при

указанных условиях нарастать по амплитуде до ограничения его лампой.

Для выполнения условия баланса амплитуд необходимо, чтобы усиление каскада было равно ослаблению сигнала в цепи обратной связи. Для баланса фаз необходимо, чтобы в цепи обратной связи фаза сигнала поворачивалась на 180°. Так как ламповая схема поворачивает фазу тоже на 180°, окажется, что сигнал, приходящий на сетку по цепи обратной связи, будет иметь ту же фазу, что и первоначально возникшее возмущение. Это обстоятельство накладывает определенные условия на выбор цепи обратной связи и способа включения ее в схему генератора.

В самовозбуждающемся генераторе могут работать не одна, а две усилительные электронные лампы. Каждая из ламп поворачивает фазу приходящего сигнала на 180°, результирующий же фазовый сдвиг составит 360°. Это значит, что напряжение на выходе и входе двухламповой схемы будет в фазе и она по условию баланса фаз будет самовозбуждаться при непосредственном соединении выхода со входом без применения особой цепи обратной связи.

Важно отметить, что если в цепи обратной связи и в схеме генератора не используются селективные фильтры, то сигналы целого ряда частот, проходящих по цепям двухламповой схемы, поворачиваются по фазе на 360° и, следовательно, для них выполняется условие баланса фаз. При достаточном коэффициенте усиления схемы, обеспечивающем баланс амплитуд, будут выполняться условия самовозбуждения для целого ряда частот.

Форма выходных колебаний такого генератора будет резко отличаться от синусоидальной. Примером подобных генераторов служит широко распространенный генератор периодических импульсных колебаний—мультивибратор.

Для получения в двухламповом генераторе синусоидальных колебаний в его схему необходимо включить некоторый селективный фильтр (четырехполюсник), который наилучшим образом пропускал бы сигнал одной частоты и значительно подавлял сигналы других частот. При этом селективный четырехполюсник должен обеспечить нулевой сдвиг фазы выходного сигнала частоты $f_0$ по отношению к этому же сигналу на входе.

## ГЕНЕРАТОРЫ С КОЛЕБАТЕЛЬНЫМИ КОНТУРАМИ

Широкое распространение имеют генераторы синусоидальных колебаний с колебательными контурами в качестве селективных элементов. Такие генераторы находят применение как в диапазоне радиочастот, так и в диапазонах звуковых и ультразвуковых частот.

В предыдущем разделе было показано, что для получения синусоидальных колебаний некоторой частоты $f_0$ в двухламповом автогенераторе необходимо в его схему включить селективный фильтр, который значительно ослабил бы сигналы всех частот, за исключением одного, имеющего частоту $f_0$. Кроме того, сигнал частоты $f_0$, проходя через селективный фильтр, не должен сдвигаться по фазе. В этом случае обеспечивается условие баланса фаз для генерируемого сигнала частоты $f_0$.

В качестве такого селективного фильтра может успешно использоваться колебательный контур $L_к C_к$. Следовательно, если в двухкаскадный усилитель на сопротивлениях включить между первым и вторым каскадами параллельный колебательный контур и с выхода усилителя подать напряжение на его вход, то такой усилитель превратится в генератор синусоидальных колебаний. При этом частота генерируемых колебаний будет равна резонансной частоте контура.

Известно большое число различных вариантов схем генераторов с контурами $LC$. Однако все они могут быть отнесены в соответствии со способами включения контура в схему генератора и образования цепи положительной связи к нескольким характерным схемам. Рассмотрим кратко основные из них.

Выполнение условия баланса фаз в одноламповом автогенераторе с колебательным контуром может быть достигнуто применением трансформатора, образованного из индуктивности контура $L_к$ и катушки обратной связи $L_{св}$ (рис. 23,*а*).

Величина напряжения на зажимах катушки обратной связи составляет:

$$U_{св} = \pm \frac{M}{L_к} U_к, \tag{54}$$

где $M$ — коэффициент взаимоиндукции между катушками $L_к$ и $L_{св}$;

$U_к$ — амплитуда переменного напряжения на колебательном контуре.

Отношение $M/L_к$ в выражении (54) определяет коэффициент трансформации напряжения (величину обратной связи) с колебательного контура в цепь сетки. Изменяя величину взаимной индукции $M$ путем относительного перемещения катушек $L_к$ и $L_{св}$ или же подбором количества витков катушки обратной связи, можно в широких пределах менять величину обратной связи и добиться выполнения условия баланса амплитуд.

Двойной знак перед правой частью выражения (54) свидетельствует о том, что с зажимов катушки обратной связи можно снимать напряжение в фазе или противофазе с напряжением на контуре.

Соответствующим переключением концов катушки обратной связи устанавливают дополнительный сдвиг фазы сигнала в цепи обратной связи, равный 180°, чем достигается условие баланса фаз.

В схеме генератора с трансформаторной связью колебательный контур может включаться также и в сеточную цепь. При этом катушка связи включается в анодную цепь (см. рис. 22).

В генераторах часто применяется также автотрансформаторная схема связи колебательного контура с цепью управляющей сетки лампы (рис. 23,*б*). Такую схему генератора называют индуктивной трехточечной, потому что анод, сетка и катод подключены к контуру в трех точках (*а*, *с* и *к*).

Из схемы (рис. 23,*б*) видно, что провода от анода и сетки лампы подключены к противоположным концам катушки контура. Благодаря этому достигается необходимый дополнительный фазовый сдвиг 180°. Величину обратной связи регулируют под-

бором точки подключения к контуру провода, идущего от катода лампы. Чем большее число витков катушек контура включено между точками *с* и *к*, тем больше величина положительной связи.

Автотрансформаторная схема генератора по сравнению с трансформаторной конструктивно более проста, так как в ней отсутствует катушка обратной связи.

На рис. 23,*в* приведена трехточечная схема генератора с емкостной связью и параллельным питанием по постоянному

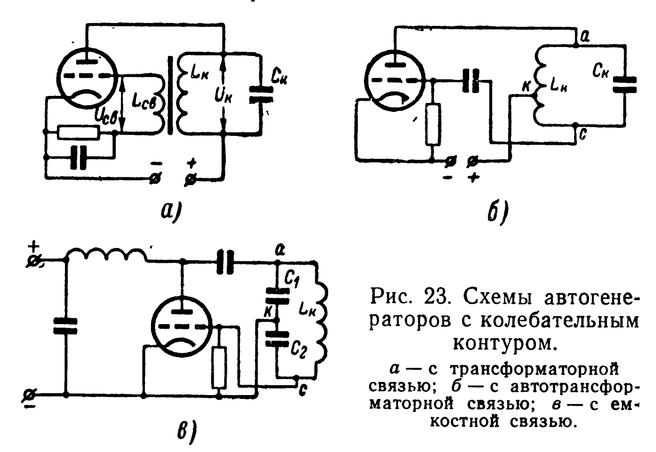



Рис. 23. Схемы автогенераторов с колебательным контуром.

*а* — с трансформаторной связью; *б* — с автотрансформаторной связью; *в* — с емкостной связью.

току. Электроды лампы в этой схеме подключены к колебательному контуру в таком же порядке, как и в предыдущей схеме, чем достигается выполнение условия баланса фаз.

Величина напряжения, передаваемого из анодной цепи в сеточную, определяется из соотношения

$$U_с = -\frac{C_1}{C_2} U_к.$$

Для увеличения сеточного напряжения необходимо повышать величину отношения емкостей $C_1/C_2$, входящих в колебательный контур. Подбором этого отношения можно регулировать величину обратной связи и добиться выполнения условия баланса амплитуд.

Для генерирования колебаний в диапазонах звуковых и ультразвуковых частот используются в основном генераторы с трансформаторной и автотрансформаторной связью.

При наладке генератора может возникнуть затруднение в подборе величины положительной обратной связи, необходимой для баланса амплитуд.

При недостаточной связи (ниже критической) генератор не будет возбуждаться. Он по сути дела в этом случае представляет собой селективный усилитель с положительной обратной связью. Величина связи должна быть выбрана несколько больше

критической. При этом баланс амплитуд будет соблюдаться практически только для резонансной частоты контура и генерируемые колебания будут правильной синусоидальной формы.

Если же связь выбрана значительно больше критической, то, несмотря на ослабление контуром частот, близких к резонансной, для них все же будет выполняться условие амплитуд. Это означает, что в спектре генерируемых колебаний будут присутствовать составляющие ряда частот. Сами колебания будут отличаться по форме от синусоидальных. Чем сильнее обратная связь, тем больше будет искажена форма генерируемых колебаний.

Регулировать величину обратной связи при наладке генераторов низкой частоты с трансформаторной и автотрансформаторной связями, когда катушки контура и обратной связи имеют большое число витков и располагаются на замкнутом сердечнике, бывает не всегда удобно. Затруднения в регулировке обратной связи часто встречаются в радиолюбительской практике при недостатке опыта наладки генераторов и использовании случайных деталей.

Чтобы избежать этих трудностей, можно поступить следующим образом. Величину положительной обратной связи выбирают заранее больше критической. Вместе с этим в катодную цепь лампы включают нешунтированное емкостью переменное сопротивление, благодаря которому в генераторе образуется равномерная отрицательная обратная связь. Изменяя величину этого сопротивления, можно компенсировать увеличение положительной обратной связи введением соответствующей отрицательной обратной связи и тем самым получить синусоидальную форму генерируемых колебаний.

Этот же метод можно использовать для исправления формы генерируемых колебаний в работающем генераторе. Форма колебаний контролируется с помощью осциллографа.

## ПРАКТИЧЕСКАЯ СХЕМА *LC*-ГЕНЕРАТОРА

На рис. 24 в качестве примера приведена схема генератора, работающего на частоте 56 *кгц*. Положительная обратная связь в генераторе — автотрансформаторная (индуктивная трехточка). С помощью цепочки $R_2C_2$ за счет сеточных токов лампы образуется напряжение автоматического смещения, определяющее рабочую точку на характеристике лампы. Напряжение смещения будет оставаться практически постоянным, если постоянная времени цепи $R_2C_2$ взята значительно больше периода колебаний генератора. В катодной цепи лампы включено переменное сопротивление $R_к$ для получения за счет тока лампы отрицательной обратной связи, необходимой для компенсации возможного избытка положительной обратной связи.

При регулировке генератора, изменяя величину сопротивления $R_к$, можно добиться правильной синусоидальной формы генерируемых колебаний. После регулировки переменное сопротивление $R_к$ заменяют эквивалентным по величине и мощности постоянным сопротивлением. При наладке генератора к его выходу подключают осциллограф. При выведенном сопротивлении

$R_к$ ($R_к=0$) генерируемые колебания могут иметь форму искаженной (ограниченной) синусоиды; при этом степень искажения будет зависеть от того, насколько положительная связь превышает величину критического значения ее.

Плавно увеличивая сопротивление $R_к$, необходимо добиться правильной синусоидальной формы выходных колебаний генератора. Дальнейшее увеличение катодного сопротивления приводит к уменьшению амплитуды генерируемых колебаний, а затем к их срыву.

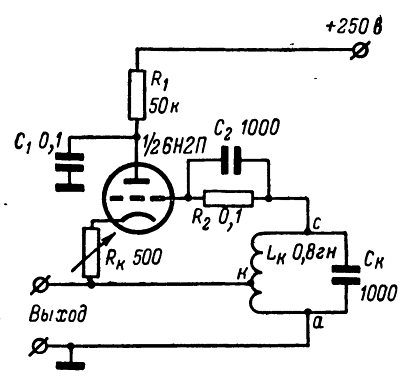



Рис. 24. Схема генератора с индуктивной автотрансформаторной связью.

Частоту генерируемых колебаний подгоняют грубо подбором величин емкости конденсатора $C_к$ или индуктивности $L_к$, изменяя число витков катушки. Точное значение частоты генерируемых колебаний устанавливают регулировкой индуктивности катушки (магнетитовым сердечником) или регулировкой емкости контура с помощью подстроечного конденсатора.

## ПЕРЕСТРАИВАЕМЫЕ *LC*-ГЕНЕРАТОРЫ

В некоторых практических случаях возникает необходимость конструирования генераторов низкой частоты, перестраиваемых в определенном диапазоне частот. Однако перестройка низкочастотных генераторов с контурами $LC$ встречает ряд затруднений. Это объясняется тем, что при перестройке низкочастотного генератора приходится изменять значения сравнительно больших по величине элементов колебательного контура—индуктивности $L_к$ или емкости $C_к$.

Легче изменять величину индуктивности. Однако и в этом случае устройство, служащее для перестройки, получается громоздким и сложным.

Известен более простой и удобный способ перестройки резонансной частоты колебательных контуров. Сущность его сводится к следующему.

Параллельно колебательному контуру подключают цепь из последовательно соединенных сопротивления $R_1$ и конденсатора $C_1$ (рис. 25,*а*). Сопротивление $Z_{R_1C_1}$ этой цепи, равное

$$Z_{R_1C_1}=\sqrt{R_1^2+\frac{1}{(2\pi f C_1^2)}},$$ изменяется при изменении сопротивления $R_1$. Так как цепочка $R_1C_1$ подключена параллельно

колебательному контуру, при изменении сопротивления $R_1$ будет изменяться и резонансная частота контура.

При $R_1=\infty$ (разрыв цепи $R_1C_1$) собственная частота контура максимальна и равна

$$f_\text{р}=\frac{1}{2\pi\sqrt{{}_\text{к}C_\text{к}}}. \tag{55}$$

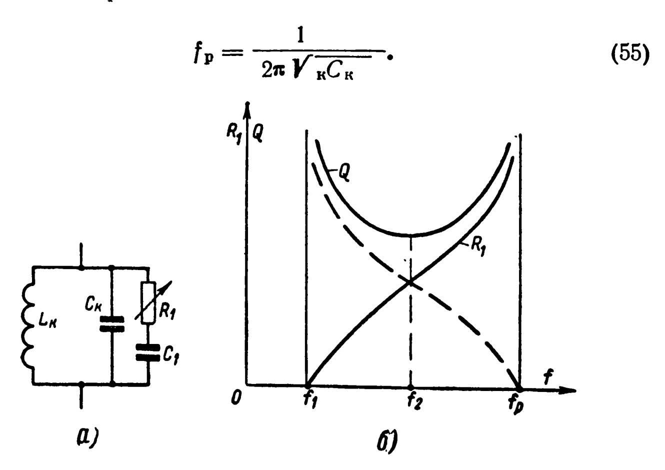



Рис. 25. Перестройка резонансной частоты контура с помощью переменного сопротивления.
*а* — схема; *б* — характеристики контура.

При $R_1=0$ частота контура $f_1$ минимальна и равна

$$f_1=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_\text{к}(C_\text{к}+C_1)}}. \tag{56}$$

Коэффициент перекрытия по частоте равен соотношению:

$$P_f=\frac{f_\text{р}}{f_1}=\sqrt{1+\frac{C_1}{C_\text{к}}}. \tag{57}$$

Связь между сопротивлением $R_1$ цепочки $RC$, подключаемой к контуру, и резонансной частотой последнего выражается соотношением

$$R_1=\frac{P_f}{2\pi C}\sqrt{\frac{1-\frac{f_1^2}{f^2}}{f_\text{р}^2-f^2}}. \tag{58}$$

График этой зависимости приведен на рис. 25,*б*. Вблизи граничных частот $f_1$ и $f_\text{р}$ эта зависимость нелинейна, а в средней части диапазона имеется практически линейный участок.

При изменении $R_1$ изменяется и добротность $Q$ контура, причем на частоте $f_1$ и $f_2$ она максимальна. Минимальное значение добротности контура будет на частоте

$$f_2=\sqrt{\frac{f_р^2-f_1^2}{2}}. \tag{59}$$

Минимальное значение добротности контура уменьшается с увеличением коэффициента перекрытия $P_f$. На частоте $f_2$, при которой добротность контура минимальна, имеется соотношение

$$2\pi f_2C_1R_1=P_f. \tag{60}$$

Вместо цепи $RC$ можно подключить к контуру цепь $RL$; тогда при $R_1=0$ эквивалентная индуктивность контура $L_э$ окажется равной

$$L_э=\frac{L_кL}{L_к+L}.$$

Резонансная частота контура в этом случае будет максимальной и равной

$$f_р=\frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L_кL}{L_к+L}C_к}}. \tag{61}$$

При $R_1=\infty$ (цепь $RL$ отключена) $L_э=L_к$ резонансная частота контура минимальна и равна $f_р$. Коэффициент перекрытия по частоте в этом случае равен

$$P_f=\frac{f_р}{f_1}=\sqrt{\frac{L_к+L}{L}}. \tag{62}$$

Кривая зависимости резонансной частоты от сопротивления $R$ представляет собой зеркальное отображение аналогичной кривой, показанной на рис. 25,*б*, т. е с ростом сопротивления $R_1$ резонансная частота контура не растет, как в первом случае, а убывает. Добротность контура с цепью $RL$ изменяется по тому же закону, что и в первом случае.

Перестройка контура с помощью цепи $RL$ целесообразна только на радиочастотах, когда можно регулировать величину индуктивности простыми методами.

В качестве элементов, изменяющих частоту колебаний, можно использовать не только переменные сопротивления, но также внутренние сопротивления диодов, многоэлектродных ламп транзисторов. Используя, например, многоэлектродную лампу, можно перестраивать генератор по частоте изменением напряжения на управляющей сетке этой лампы, так как при этом изменяется внутреннее сопротивление лампы. Управление частотой генерируемых колебаний посредством изменяющегося электрического напряжения значительно расширяет возможности приме-

нения перестраиваемого генератора. Генератор такого типа может, например, использоваться, как датчик сигнала качающейся частоты (свип-генератор), как элемент различных схем автоматического регулирования и т. п.

Если сопротивление $R_1$ заменить термистором, то цепи $RC$ и $RL$ можно использовать для температурной стабилизации частоты генератора.

Элементы цепи $RC$ рассчитывают в следующем порядке. Вначале задаются коэффициентом перекрытия $P_f$, который выбирают несколько больше требуемого $(P_{f\text{тр}}) : P_f \approx 1{,}25 P_{f\text{тр}}$. Далее, из соотношения (57) определяют величину емкости цепи.

По формуле (56) определяют значение частоты $f_1$, а затем находят максимальное значение резонансной частоты контура $f_{\text{макс}}$ при подключенной цепи $RC$ и полностью введенном сопротивлении:

$$f_{\text{макс}} = f_1 P_{f\text{тр}}. \tag{63}$$

Подставив в выражение (58) значения входящих в него величин (вместо $f$ подставляют значение $f_{\text{макс}}$), определяют максимальную величину сопротивления $R$ цепочки $RC$. Если это сопротивление получится очень большим и его необходимо уменьшить, то коэффициент $P_f$ выбирают несколько бóльшим и проделывают расчет снова.

В том случае, если известен диапазон изменений величины переменного сопротивления, из выражения (58) можно определить граничные резонансные частоты, соответствующие двум крайним значениям сопротивления.

Для ориентировочной оценки порядка необходимой величины сопротивления $R$ можно использовать выражение (60).

## ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ ПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

На рис. 26 приведены схемы двух перестраиваемых генераторов. Они собраны по схеме индуктивной трехточки. Элементы их выполняют те же функции, что и в генераторе на рис. 24.

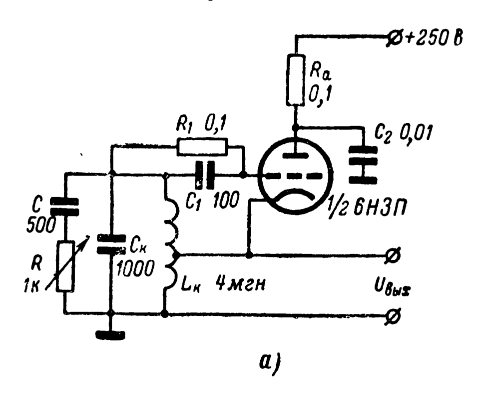
Для перестройки генератора (рис. 26,*а*) параллельно его колебательному контуру подключена цепочка из последовательно включенных переменного сопротивления $R$ и конденсатора $C$. С помощью переменного сопротивления частота генерируемых колебаний изменяется в пределах от 60 до 75 *кгц*.

Такой генератор использовался в электрическом приборе для измерения неэлектрических величин. Сопротивление $R$ служило датчиком измеряемой неэлектрической величины.

Второй генератор (рис. 26,*б*) перестраивается посредством управляющей лампы $Л_2$. Параллельно колебательному контуру во втором генераторе подключена цепь $R_э C_2$. Сопротивление $R_э$ составлено из двух параллельных сопротивлений: внутреннего сопротивления управляющей лампы $Л_2$ и нагрузочного сопротивления ее $R_3$. При изменении внутреннего сопротивления лампы меняется эквивалентное сопротивление $R_э$, а следовательно, и частота генерируемых колебаний. Изменять внутрен-

нее сопротивление лампы можно путем изменения напряжения смещения (потенциометр $R_7$) или путем изменения модулирующего напряжения $U_{мод}$.

Потенциометром $R_7$ устанавливают среднюю частоту генерируемых колебаний ($f_0=450$ *кгц*). При перестройке генератора его частота изменяется в зависимости от изменения напряжения на управляющей сетке лампы $Л_2$. Изменение напряжения на сетке лампы на 1 *в* приводит к изменению частоты примерно на



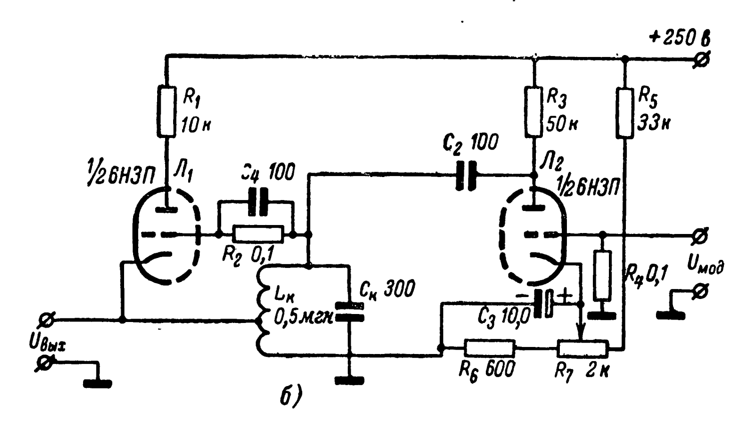




Рис. 26. Схемы генераторов с *LC*-контурами.

*а* — с перестройкой частоты сопротивлением *R*; *б* — с перестройкой частоты управляющим напряжением.

5% от $f_0$. Такой генератор может быть построен и для более низких (звуковых) частот.

Параллельно колебательному контуру генератора можно подключить одновременно цепи *RC* и *RL* (рис. 27). При этом значительно увеличивается коэффициент перекрытия по частоте.

Кроме того, можно добиться, чтобы добротность контура, а следовательно, и амплитуда генерируемых колебаний изменялись в значительно меньшей степени.

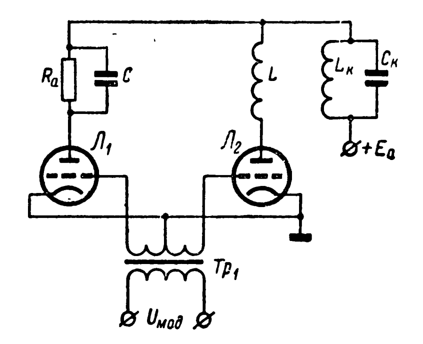



Рис. 27. Упрощенная схема комбинированной перестройки контура управляющим напряжением.

## *RC*-ГЕНЕРАТОРЫ

Применение генераторов с колебательными контурами для генерирования колебаний с частотами меньше 15—20 *кгц* затруднено и неудобно из-за громоздкости контуров *LC*.

В настоящее время для этих целей широко применяются генераторы типа *RC*, в которых вместо колебательного контура используются селективные *RC*-фильтры.

*RC*-генераторы могут генерировать весьма стабильные импульсные и синусоидальные периодические колебания в сравнительно широком диапазоне частот от долей герца до мегагерц. Кроме того, они имеют малые габариты и вес. Наиболее полно преимущества их проявляются в области низких частот.

Известны три разновидности схем *RC*-генераторов, получивших широкое распространение:

*RC*-генераторы, в цепи обратной связи которых используется фазирующий четырехполюсник из нескольких последовательно включенных простых *RC*-звеньев;

*RC*-генераторы с двойными *T*-образными *RC*-фильтрами в цепи обратной связи;

*RC*-генераторы с фазовым *RC*-мостом.

## *RC*-ГЕНЕРАТОРЫ С ФАЗИРУЮЩИМ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОМ

Как отмечалось выше, для условий возбуждения генератора необходимо, чтобы цепь обратной связи изменяла на 180° фазу сигнала, поступающего с анодной нагрузки на сетку лампы. Кроме того, ослабление сигнала при прохождении цепи обратной связи должно компенсироваться усилением каскада.

Цепь, состоящая из нескольких последовательно включенных простых *RC*-звеньев (рис. 28,*а* и *б*) может изменить фазу сигнала на 180°. Каждое звено цепи поворачивает фазу сину-

соидального сигнала на некоторый угол φ, определяемый частотой сигнала $f$ и величинами $R$ и $C$. Для цепи первого вида (рис. 28,*а*)

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{1}{2\pi f C R};$$

для цепочек второго вида (рис. 28,*б*)

$$\varphi = \operatorname{arctg} 2\pi f C R.$$

Подбором числа $RC$-звеньев и величин их элементов можно добиться, чтобы сигнал генерируемой частоты сдвигался по

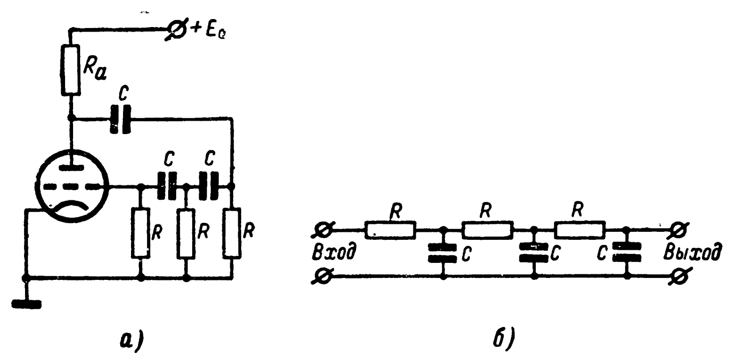



Рис. 28. Одноламповый генератор с фазирующей $RC$-цепочкой.
*а* — схема с $RC$-цепочкой первого вида; *б* — схема $RC$-цепочки второго вида.

фазе в цепи обратной связи на угол 180°. Наибольшее применение в генераторах имеют трех- и четырехзвенные $RC$-цепи.

Для цепей с одинаковыми по величине элементами $R$ и $C$ условие баланса фаз на генерируемой частоте $f_0$ выполняется при соотношениях:

а) в цепочках первого вида:

$$\text{трехзвенных } f_0 = \frac{0,065}{RC}; \text{ четырехзвенных } f_0 = \frac{0,133}{RC}; \qquad (64а)$$

б) в цепочках второго вида:

$$\text{трехзвенных } f_0 = \frac{0,39}{RC}; \text{ четырехзвенных } f_0 = \frac{0,191}{RC}. \qquad (64б)$$

Как следует из приведенных соотношений, трехзвенные цепочки первого вида допускают генерирование сигналов наиболее низкой частоты, а трехзвенные цепочки второго вида — наиболее высокой (при одинаковых значениях величин $R$ и $C$).

Увеличение числа звеньев в цепочках первого вида повышает, а в цепях второго вида — уменьшает генерируемую частоту $f_0$.

Изменяя величину одного или нескольких элементов ($R$ или $C$) цепи обратной связи, можно перестраивать $RC$-генератор.

Цепь обратной связи ослабляет сигнал. Для выполнения условия амплитуд необходимо компенсировать это ослабление соответствующим усилением сигнала. При трехфазной $RC$-цепи обратной связи (при одинаковых элементах $R$ и $C$ в каждом звене) требуемый коэффициент усиления каскада определяется выражением

$$K = 29 + 23\frac{R_0}{R} + 4\left(\frac{R_0}{R}\right)^2,$$

где

$$R_0 = \frac{R_i R}{R_i + R};$$

$R_i$ — внутреннее сопротивление лампы генератора.

Если $R_0 \ll R_i$, что имеется в пентоде, то самовозбуждение генератора осуществляется при коэффициенте усиления $K=29$.

В случае использования четырехзвенной $RC$-цепочки обратной связи коэффициент усиления должен быть не менее 18,4, т. е. почти в 2 раза меньше, чем при трехзвенной цепочке.

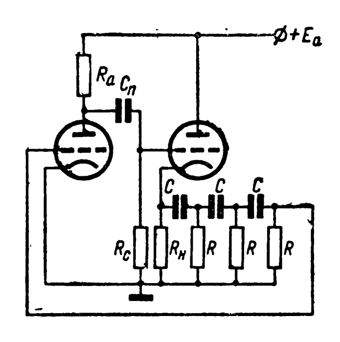
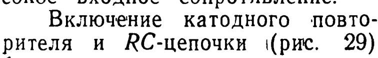



Рис. 29. Схема $RC$-генератора с катодным повторителем.

Включение $RC$-цепочки в схему генератора вызывает шунтирование его нагрузки и, следовательно, снижает усиление каскада.

При сильном шунтировании нагрузки колебания будут неустойчивы или же из-за отсутствия баланса амплитуд генератор вообще не возбудится.

Для уменьшения шунтирующего действия цепи обратной связи в схему генератора вводят дополнительный каскад — катодный повторитель, имеющий высокое входное сопротивление.



Включение катодного повторителя и $RC$-цепочки (рис. 29) позволяет выполнить условие фаз и в то же время исключить (практически) шунтирующее влияние цепи обратной связи на нагрузку лампы генератора. При этом увеличивается устойчивость работы генератора.

Следует отметить, что фазирующие $RC$-цепочки с одинаковыми по величине элементами $R$ и $C$ в каждом звене неоптимальны с точки зрения условий работы генератора. Такой выбор обусловлен главным образом удобствами расчета и конструирования генератора.

Если, например, элементы звеньев $RC$-цепи (рис. 30,*а* и *б*) выбрать так, чтобы сопротивление каждого последующего звена было больше в $n$ раз сопротивления предыдущего ($R$, $nR$, $n^2R$, $n^3R \ldots$), а емкости звеньев прогрессивно уменьшались ($C$, $C/n$, $C/n^2$, $C/n^3$), то затухание, вносимое такой $RC$-цепью, с увеличением коэффициента $n$ заметно уменьшается.

Затухание $RC$-цепей, элементы которых выбраны по прогрессивной зависимости, определяется из следующих соотношений:

а) для трехзвенных

$$\beta = \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вых}}} = \left(8 + \frac{12}{n} + \frac{7}{n^2} + \frac{2}{n^3}\right);$$

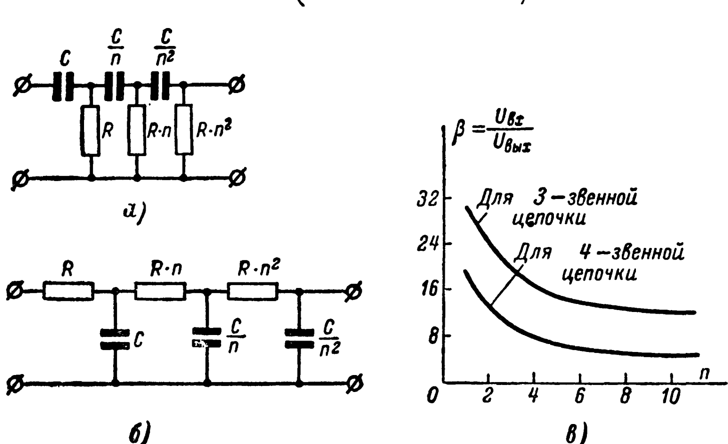



Рис. 30. Схема последовательных $RC$-цепочек.

*а* — $RC$-цепочка первого вида; *б* — $RC$-цепочка второго вида; *в* — график зависимости затухания $\beta$ от величины коэффициента $n$.

б) четырехзвенных

$$\beta = \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вых}}} = 1 + b^2 - b^2\left(6 + \frac{6}{n} + \frac{3}{n^2}\right),$$

где

$$b = \sqrt{\frac{4 + \frac{3}{n} + \frac{2}{n^2} + \frac{1}{n^3}}{4 + \frac{3}{n}}}.$$

Указанные зависимости приведены в виде графиков на рис. 30, *в*.

Из приведенных выражений и графиков следует, что например, уже при $n=3$ затухание прогрессивных $RC$-цепочек значительно уменьшается по сравнению с простыми $RC$-цепочками (в 2—3 раза). Это значит, что для удовлетворения условия амплитуд величина требуемого коэффициента усиления каскада также соответственно понижается.

$RC$-цепочка описываемого типа также оказывает шунтирующее действие на анодную цепь генератора, однако влияние

этого шунтирования на устойчивость работы генератора будет значительно меньшим, так как при этом всегда имеется больший запас усиления каскада.

Частота генерируемых колебаний при использовании в генераторах $RC$-цепочек с неравновеликими элементами определяется из следующих выражений:

а) для трехзвенных цепочек:

первого вида

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{3 + \frac{2}{n} + \frac{1}{n^2}}};$$

второго вида

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}\sqrt{3 + \frac{2}{n} + \frac{1}{n^2}}; \tag{65}$$

б) для четырехзвенных цепочек:

первого вида

$$f_0 = \frac{1}{2\pi CRb};$$

второго вида

$$f_0 = \frac{b}{2\pi CR}.$$

Для улучшения формы генерируемых колебаний в схему $RC$-генератора, помимо положительной связи, вводят также отрицательную обратную связь. Обычно это достигается путем включения нешунтированного емкостью активного сопротивления в катодную цепь лампы.

Генераторы, в схемах которых используется цепочка из последовательно включенных трех или четырех простых $RC$-звеньев, работают, как правило, на фиксированной частоте или же перестраиваются в очень узком диапазоне.

Если использовать в цепи обратной связи многозвенную (более четырех звеньев) $RC$-цепочку, то можно изменять генерируемую частоту скачкообразно, включая разное число звеньев в цепь обратной связи.

Расчет $RC$-генератора с фазирующей цепочкой сводится к следующему. Выбирают генераторную лампу из условия требуемого коэффициента усиления и рассчитывают ее рабочий режим. Далее, подбирают тип $RC$-цепочки и рассчитывают элементы ее звеньев. Один из элементов ($R$ или $C$) выбирают ориентировочно.

При выборе, например, сопротивления его наибольшая величина $R_{макс}$ ограничивается входным сопротивлением $R_{вх}$ генератора при отключенной положительной обратной связи и сопротивлением изоляции $R_{из}$, используемых в $RC$-цепочке конденсаторов:

$$R_{макс} \leqslant 0{,}1\,\frac{R_{вх}R_{из}}{R_{вх}+R_{из}} \approx (10 \div 15),\ \text{Мом}.$$

Минимальное значение выбираемого сопротивления $R_{мин}$ определяется выходным сопротивлением усилителя. Таким образом, в зависимости от входного и выходного сопротивлений используемого усилителя величина сопротивления *RC*-цепи может быть выбрана в пределах от 2 *ком* до 15 *Мом*. Обычно величину сопротивлений *RC*-цепи выбирают в пределах 0,5—1 *Мом*. После выбора сопротивлений рассчитывают емкости в соответствии с формулой (64) или (65).

## ПРАКТИЧЕСКАЯ СХЕМА *RC*-ГЕНЕРАТОРА С ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

На рис. 31 приведена схема частотно-модулированного *RC*-генератора. Средняя частота генерируемых колебаний равна 10 *кгц*. Девиация частоты составляет ±1 *кгц*.

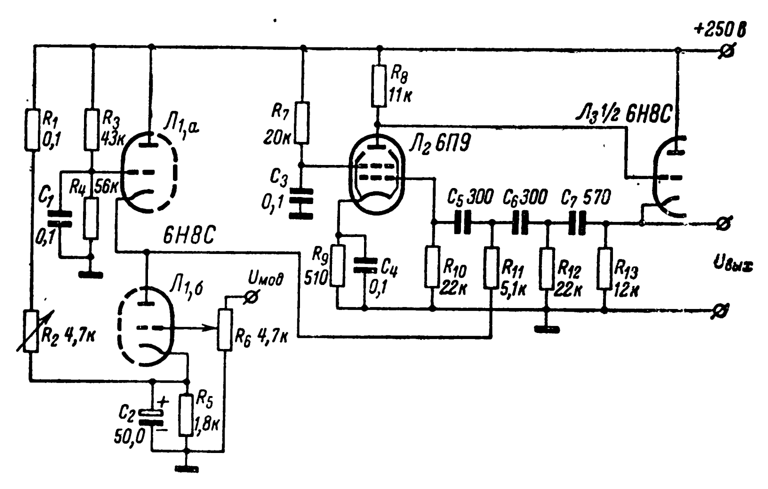



Рис. 31. Схема *RC*-генератора с частотной модуляцией.

В схеме генератора работает лампа $Л_2$. Для улучшения стабильности генератора в цепь его обратной связи включен катодный повторитель на лампе $Л_3$. В одно из звеньев фазосдвигающей *RC*-цепи включены два последовательно соединенных триода $Л_{1,а}$ и $Л_{1,б}$.

Если изменить модулирующее напряжение на сетке триода $Л_{1,б}$, то будет изменяться внутреннее сопротивление ламп $Л_{1,а}$ и $Л_{1,б}$, а следовательно, и частота генерируемых колебаний. Амплитуда напряжения на управляющей сетке лампы $Л_{1,б}$ определяет глубину частотной модуляции.

Если вместо лампы $Л_{1,а}$ включить сопротивление, то диапазон изменений сопротивления *RC*-звена при той же амплитуде

модулирующего напряжения на сетке лампы $Л_{1,б}$ значительно уменьшится, что приведет к уменьшению глубины частотной модуляции генерируемых колебаний.

В качестве модулирующего напряжения может быть использовано переменное напряжение низкой частоты (не более 500 *гц*). С помощью сопротивления $R_6$ может изменяться глубина модуляции при постоянной амплитуде модулирующего напряжения. Сопротивлением $R_2$ изменяют режим управляющих ламп $Л_{1,а}$ и $Л_{1,б}$ и тем самым устанавливают требуемое значение средней частоты генерируемых колебаний.

## ГЕНЕРАТОРЫ С ДВОЙНЫМИ Т-ОБРАЗНЫМИ *RC*-ФИЛЬТРАМИ

В гл. 2 отмечалось, что двойной Т-образный *RC*-фильтр при выборе его элементов, удовлетворяющем условию (41), на некоторой частоте $f_0$ полностью подавляет проходящий через него сигнал.

Если же условие (41) не выполняется ($n \neq 0{,}5$), то двойной Т-образный *RC*-фильтр не подавляет полностью сигнал. Выходной сигнал при этом сдвигается по фазе относительно входного на 180°, если $n < 0{,}5$. Это означает, что в таком случае двойной Т-образный *RC*-фильтр, будучи включенным в каскад так же, как он включался в селективном усилителе (рис. 15,*а*), обеспечивает условие баланса фаз, необходимое для возбужде-

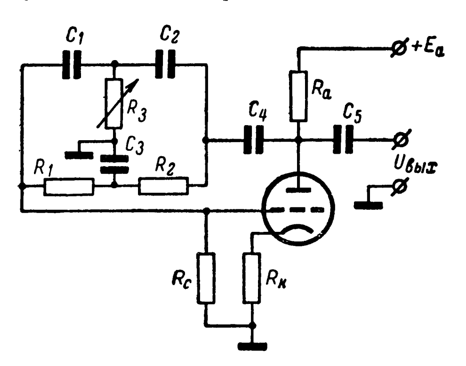



Рис. 32. Схема генератора с двойным Т-образным *RC*-мостом.

ния. Для того чтобы удовлетворялось условие амплитуд, необходимо, чтобы затухание сигнала в *RC*-фильтре компенсировалось соответствующим усилением каскада.

Величина затухания двойного Т-образного фильтра, как отмечалось (41), зависит от параметра $n$, характеризующего соотношения элементов ($R$ и $C$), из которых составлен фильтр. При значении $n = 0{,}207$ затухание этого фильтра оказывается минимальным и равным $\beta = -11$. Следовательно, для получения

условия амплитуд необходимо, чтобы усиление каскада в этом случае было не меньше 11.

Таким образом, если двойной Т-образный $RC$-фильтр, элементы которого выбраны из соотношений $C_1=C_2=C$; $C_3=C/0{,}207$ и $R_1=R_2=R$; $R_3=0{,}207R$, включить между сеточной и анодной цепями лампы (рис. 32) и обеспечить усиление каскада не меньше 11, то такой каскад будет работать, как генератор синусоидальных колебаний. Частота генерируемых колебаний в этом случае определяется из выражения

$$f_0=\frac{1}{2\pi RC}.$$

Для улучшения формы генерируемых колебаний в катодную цепь лампы включено сопротивление $R_к$, нешунтированное емкостью. Генераторы с двойным Т-образным $RC$-фильтром обычно работают на фиксированных частотах или же перестраиваются в очень узком диапазоне частот. Перестройка производится изменением величины сопротивления $R_3$.

$RC$-генераторы рассматриваемого типа могут перестраиваться в широком диапазоне частот, если изменять одновременно величины сопротивлений $R_1, R_2$ и $R_3$ или величины емкостей конденсаторов $C_1$, $C_2$ и $C_3$. Однако это конструктивно трудно выполнимо.

Расчет $RC$-генератора с Т-образным фильтром проводится в следующем порядке. Выбирают лампу и рассчитывают обычный усилитель на сопротивлениях. Его коэффициент усиления должен быть больше 11. Необходимо, однако, усиление каскада взять значительно бо́льшим, чем требуется, с тем чтобы была возможность корректировать форму генерируемых колебаний (приближать ее к синусоидальной) путем введения отрицательной обратной связи. При незначительном превышении коэффициента усиления над требуемым с введением отрицательной обратной связи генератор не возбудится.

Элементы двойного Т-образного $RC$-фильтра рассчитывают с учетом условий: $R_1=R_2=R$; $R_3=0{,}207R$ и $C_1=C_2=C$; $C_3=$ $=C/0{,}207$. Один из элементов фильтра выбирают ориентировочно. Например, величина сопротивления $R$ может быть выбрана на основании соображений, которые использовались при расчете генератора с фазирующей $RC$-цепочкой.

Величина емкости рассчитывается по известному сопротивлению $R$ и заданной частоте генерируемых колебаний из соотношения

$$C=\frac{1}{2\pi f_0 R}.$$

На рис. 33 приведена практическая схема генератора с двойным Т-образным $RC$-мостом в цепи положительной обратной связи. Генератор работает на частоте 250 *гц*.

Переменными сопротивлениями $R'_1$ и $R_3$ генератор настраивают на требуемую частоту. На сопротивлении $R_6$ образуется напряжение отрицательной обратной связи. Изменяя величину этого сопротивления, можно добиться правильной синусоидаль-

ной формы генерируемых колебаний. Цепочка $R_7C_6$ служит для получения напряжения автоматического смещения.

Регулируют и настраивают генератор в следующем порядке. К выходу генератора подключают осциллограф. При полностью выведенном сопротивлении $R_6$ ($R_6=0$) генерируемые колебания имеют при нормальном усилении каскада форму огра-

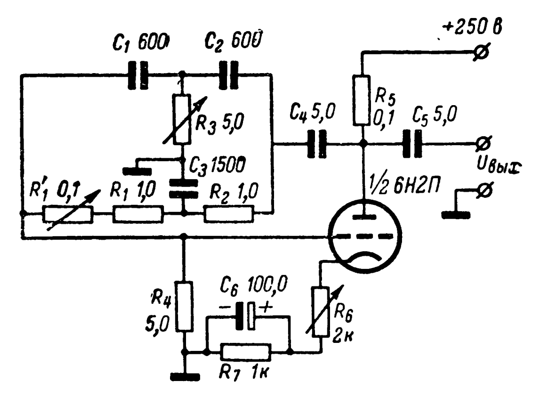



Рис. 33. Практическая схема генератора с двойным Т-образным мостом.

ниченной синусоиды. Медленно поворачивая ручку сопротивления $R_6$, добиваются правильной синусоидальной формы колебаний. Если продолжать дальше увеличивать сопротивление $R_6$, то амплитуда выходного напряжения будет падать и в некоторый момент генератор перестанет работать.

После установления правильной формы сопротивлениями $R'_1$ и $R_3$ подстраивают частоту генерируемых колебаний.

## ГЕНЕРАТОРЫ С ФАЗОВЫМ *RC*-МОСТОМ

В гл. 2 отмечалось, что фазовый *RC*-мост имеет частотно-фазовые характеристики, аналогичные характеристикам колебательного контура *LC*. На некоторой квазирезонансной частоте $f_0$ этот фильтр вносит минимальное затухание, а выходной сигнал по фазе совпадает с входным ($\varphi=0$).

Следовательно, при включении фазового *RC*-моста в схему генератора для выполнения условия фаз необходимо, чтобы сама схема генератора сдвигала фазу на 360°, т. е. такой генератор должен быть обязательно двухкаскадным.

Для удовлетворения условий амплитуд, как известно, необходимо компенсировать затухание сигнала в цепи обратной связи соответствующим усилением.

На квазирезонансной частоте, определяемой выражением

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC},$$

затухание фазового $RC$-моста минимально и равно 3. Это означает, что минимальный коэффициент усиления, при котором удовлетворяется условие баланса амплитуд, также должен быть равен 3.

Следует заметить, что в генераторах с фазовыми $RC$-мостами по сравнению $RC$-генераторами других типов требуется наименьшее усиление. Благодаря этому в таких генераторах может быть получен более широкий диапазон генерируемых частот с наименьшим уровнем нелинейных искажений. Эти генераторы устойчиво работают при амплитудной и частотной модуляции.

Фазовый $RC$-мост имеет в своем составе всего по два одноименных элемента, следовательно его можно перестраивать в широком диапазоне частот, меняя величину только двух элементов ($R_1$, $R_2$ или $C_1$, $C_2$), что делает перестройку генераторов с такими мостами конструктивно удобной.

Отмеченные особенности генераторов с фазовыми $RC$-мостами позволяют считать их лучшими по качественным показателям, чем $RC$-генераторы других типов.

В качестве диапазонных генераторов низкой частоты применяются преимущественно генераторы с фазовым $RC$-мостом.

На рис. 34 в качестве примера приведена схема перестраиваемого генератора низкой частоты на транзисторах[1] с фазовым $RC$-мостом. Генератор работает в диапазоне частот от 10 *гц* до 50 *кгц* и имеет четыре поддиапазона (10—100 *гц*; 100 *гц* — 1 *кгц*; 1—10 и 10—50 *кгц*).

В цепи положительной обратной связи используется фазовый $RC$-мост. При переключении диапазонов меняются величины емкостей в обоих плечах моста ($C_1$—$C_4$ и $C_5$—$C_8$). Частоту генерируемых колебаний плавно перестраивают с помощью переменных сопротивлений $R_2$ и $R_3$. Их величина изменяется поворотом одной ручки, на которую насажен указатель шкалы генерируемых частот. Эта шкала будет линейной, если применять сопротивления $R_2$ и $R_3$ типа Б (с логарифмической зависимостью).

Максимальное выходное напряжение генератора равно 2 *в*. Это напряжение выходным делителем $R_{14}$, $R_{15}$, $R_{16}$ и $R_{17}$ может быть ослаблено на 20, 40 и 60 *дб* (до долей милливольта). Величину выходного напряжения изменяют плавно потенциометром $R_{13}$.

В генераторе используется двухкаскадный усилитель. Первый каскад работает на составном транзисторе $T_1$ и $T_2$, второй — на транзисторе $T_3$. Для устойчивой работы генератора на самых низких частотах связь между каскадами выполнена гальванической.

Стабилизация амплитуды генерируемых колебаний достигается введением отрицательной обратной связи, в цепь которой включены два нелинейных сопротивления: $R_9$ (малоинерционный термистор ТВД-4) и $R_7$ (термосопротивление ММТ-6).

Генератор питается от источника напряжением 25—30 *в*.

[1] Б. Хохлов, Звуковой генератор на транзисторах, „Радио", 1962, № 9.

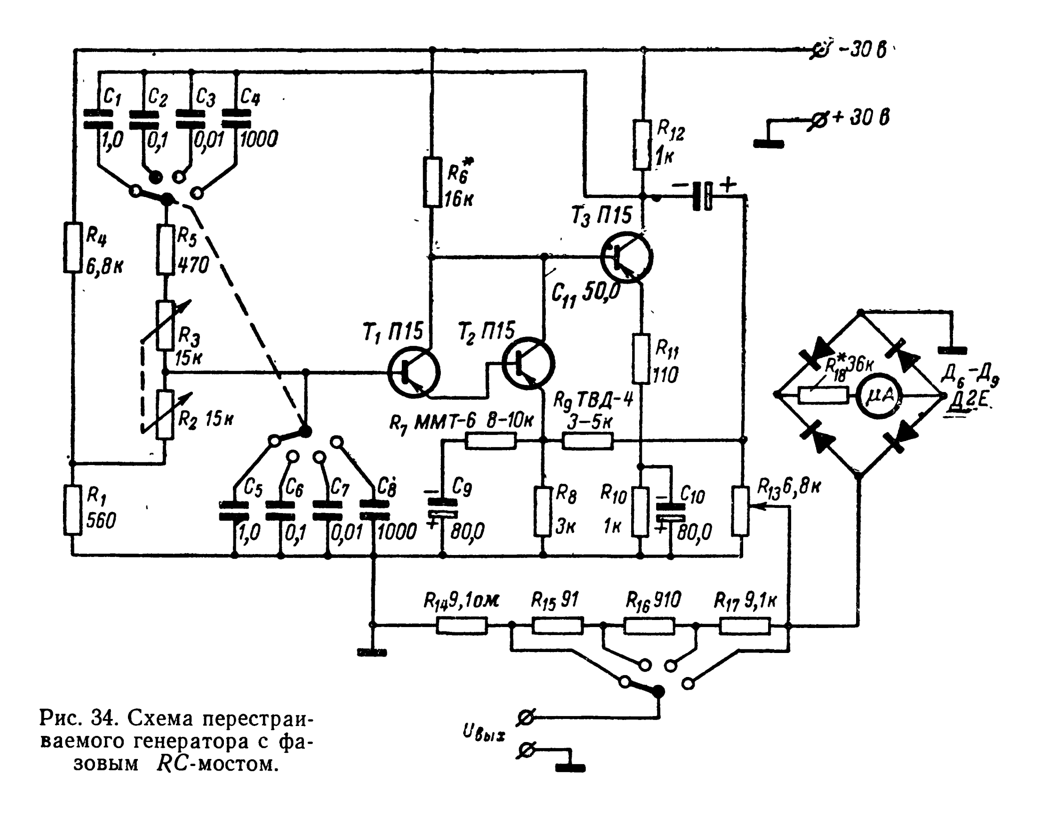



Рис. 34. Схема перестраиваемого генератора с фазовым *RC*-мостом.

## *Глава четвертая*

# ПРИБОРЫ ДЛЯ НАСТРОЙКИ И ПРОВЕРКИ ГЕНЕРАТОРОВ И СЕЛЕКТИВНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

## ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ КОНТУРОВ

Ниже рассматривается принцип измерения параметров колебательных контуров и описывается приставка к генератору стандартных сигналов, позволяющая производить измерения. С помощью такой приставки и генератора стандартных сигналов могут быть измерены все параметры колебательного контура: собственная резонансная частота, полоса пропускания, добротность, а также величины индуктивностей и емкостей. При этом все измерения производятся с учетом ошибок, возникающих вследствие присоединения к контуру измерительных приборов. Кроме измерений параметров колебательного контура, описываемая приставка позволяет измерять индуктивность и междувитковую емкость отдельных катушек, емкость конденсаторов и распределенную емкость монтажа.

## ПРИНЦИП ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ КОНТУРА

Резонансная частота контура (рис. 35,*а*) определяется из выражения

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_к C_к}}, \qquad (66)$$

где $L_к$ и $C_к$ — индуктивность и емкость контура; $f_0$ — его резонансная частота.

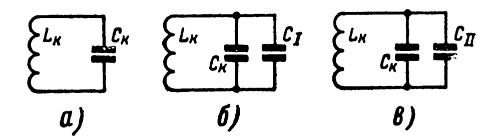



Рис. 35. К измерению параметров колебательного контура.

При подключении параллельно контуру конденсатора емкостью $C_I$ (рис. 35,*б*) выражение для резонансной частоты нового контура примет вид

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_к (C_к + C_I)}}. \qquad (67)$$

Заменив конденсатор $C_I$ конденсатором $C_{II}$ (см. рис. 34,*в*), получим контур с новой резонансной частотой:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_к(C_к + C_{II})}}. \tag{68}$$

Поделив выражение (67) на (68) и обозначив $f_1/f_2$ через $K_1$, после преобразований получим:

$$C_к = \frac{C_{II} - C_I K_1^2}{K_1^2 - 1}. \tag{69}$$

Таким образом, подключив к исследуемому контуру ($L_к$ и $C_к$) поочередно две емкости: $C_I$ и $C_{II}$ и замерив соответственно резонансные частоты $f_1$ и $f_2$, можно из выражения (69) найти емкость колебательного контура $C_к$. Зная величину емкости исследуемого контура, можно легко определить расчетом и другие параметры его.

Разделив (66) на (68), после преобразований получим выражение для резонансной частоты контура:

$$f_р = f_2\sqrt{1 + \frac{C_{II}}{C_к}}. \tag{70}$$

Обозначив

$$\sqrt{1 + \frac{C_{II}}{C_к}} = K_2, \tag{71}$$

получим:

$$f_р = K_2 f_2. \tag{72}$$

Зная $C_к$ и $f_к$, можно определить индуктивность контура:

$$L_к = \frac{1}{4\pi^2 f_к^2 C_к}. \tag{73}$$

## СХЕМА ПРИСТАВКИ К ГСС

Приставка к генератору стандартных сигналов (рис. 36) содержит усилитель высокой частоты на лампе $Л_1$, детектор на лампе $Л_2$ и индикатор резонанса на лампе $Л_3$.

В качестве усилителя высокой частоты используется видеоусилитель, полоса пропускания которого составляет 2—3 *Мгц*.

Несмотря на сравнительно узкую полосу пропускания видоусилителя, измерения могут проводиться и на значительно более высоких частотах (до 25—35 *Мгц*), чем верхняя граница полосы, так как чувствительность приставки на этих частотах оказывается вполне достаточной.

Диодный детектор приставки собран по двухтактной схеме. Его нагрузкой служат сопротивления $R_6$ и $R_7$. В детекторном каскаде можно использовать полупроводниковые диоды. На выходе приставки используется двухтактный усилитель постоянного тока.

Внутренние сопротивления триодов лампы $Л_3$ вместе с сопротивлениями $R_{10}$ и $R_{11}$ образуют мост, в одну из диагоналей

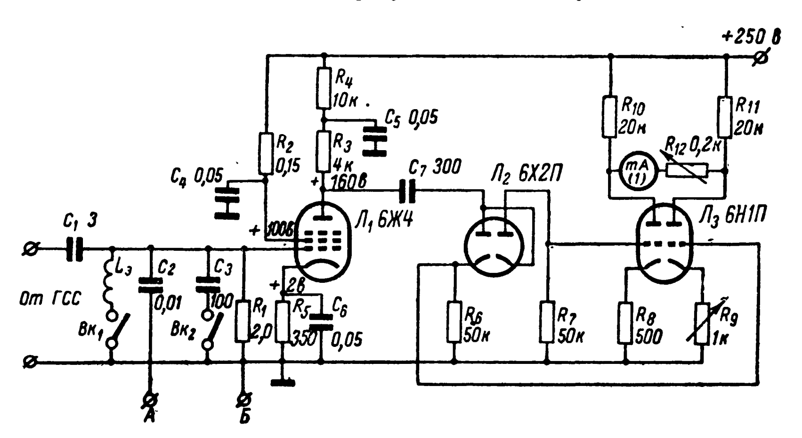



Рис. 36. Схема измерителя параметров колебательных контуров.

которого включен индикаторный прибор — миллиамперметр с добавочным переменным сопротивлением $R_{12}$, служащим для регулировки чувствительности индикаторной части приставки. С помощью сопротивления $R_9$, включенного в катодную цепь правого триода лампы $Л_3$, устанавливают баланс моста (нулевое показание индикаторного прибора) при отсутствии сигнала на входе приставки.

Распределенная емкость коаксиального кабеля, емкость монтажа и междувитковая емкость участка сетка—катод лампы $Л_1$ составляют емкость $C_I$. Емкость конденсатора $C_3$ вместе с емкостью $C_I$ образуют емкость $C_{II}$.

Исследуемый контур при помощи коаксиального кабеля подключают в цепь управляющей сетки лампы $Л_1$ (к зажимам *А* и *Б*), на вход приставки подают напряжение от генератора стандартных сигналов. Так как лампа $Л_1$ работает в режиме *А*, исследуемый контур шунтируется ею незначительно. При изменении частоты переменного напряжения, подаваемого от генератора на вход приставки, изменяется и напряжение на сетке лампы $Л_1$; в момент резонанса это напряжение максимально, и амплитуда напряжения высокой частоты на аноде лампы $Л_1$ будет максимальной. С нагрузочного сопротивления $R_3$ усиленное напряжение подается на диод детектора. Они включены так, что напряжение, образующееся на сопротивлениях $R_6$ и $R_7$ в результате детектирования, одинаковы по величине, но противоположны по знаку относительно общей точки (корпуса при-

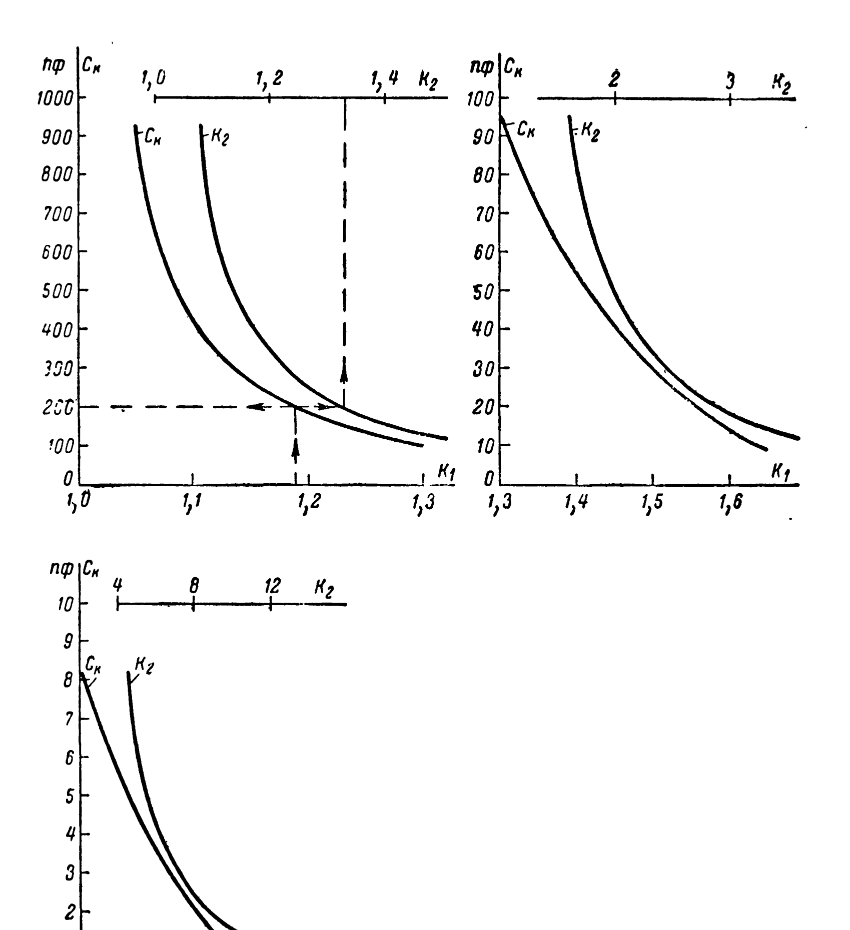



Рис. 37. Градуировочные графики измерителя параметров колебательных контуров.

бора). Подводимые с сопротивлений $R_6$ и $R_7$ напряжения к сеткам триодов лампы $Л_3$ разбалансируют мостовую схему индикатора. Величина разбаланса, а следовательно, и показания индикаторного прибора увеличиваются пропорционально подаваемому с контура на вход приставки напряжению.

После того как приставка изготовлена, нужно определить величины емкостей конденсаторов $C_{I}$ и $C_{II}$. Для этого включают питание приставки, зажимы коаксиального кабеля *А* и *Б* подключают к прибору для измерения емкости и определяют

емкость $C_I$. Затем, подключив тумблером $BK_2$ конденсатор $C_3$, определяют емкость $C_{II}$. Для удобства пользования прибором зависимости $C_к$ и $K_2$ от $C_I$ и $C_{II}$ [выражения (69) и (71)] следует представить графически (рис. 37).

При наладке приставки основное внимание следует уделять подбору режимов работы ламп. Указанные на схеме напряжения могут иметь отклонения в пределах ±20%.

## РАБОТА С ПРИСТАВКОЙ

После включения приставки и прогрева ламп стрелку индикатора с помощью сопротивления $R_9$ устанавливают на нуль. Чувствительность прибора устанавливают максимальной (сопротивление $R_{12}$ полностью выводится). Изменяя частоту подаваемого на вход приставки напряжения от генератора, добиваются резонанса. При этом отклонение стрелки индикатора будет максимальным. Если стрелка прибора уходит за шкалу, то нужно уменьшить чувствительность прибора или величину подводимого напряжения. В последнем случае момент резонанса фиксируется более точно.

Определив по шкале генератора частоту $f_1$ в момент резонанса, тумблером $BK_2$ подключают конденсатор $C_3$ и таким же путем определяют частоту $f_2$. Поделив $f_1$ на $f_2$, получают величину $K_1$, по которой с помощью графика определяют $C_к$ и $K_2$.

Например, пусть $f_2=297$ *кгц* и $f_1=355$ *кгц*. Тогда $K_1=1{,}19$; $C_к=200$ *пф*; $K_2=1{,}32$.

По формуле (72) определяем собственную резонансную частоту контура:

$$f_р=k_2f_2=1{,}32\cdot 297=392\ кгц.$$

Зная $f_р$ и $C_к$, индуктивность контура $L_к$ можно определить из выражения (73).

Аналогично можно измерить индуктивность катушки и ее междувитковую емкость. Индуктивность исследуемой катушки, подключаемой к зажимам *А* и *Б*, вместе с ее распределенной междувитковой емкостью можно рассматривать как колебательный контур. Поэтому порядок измерений остается тем же.

Емкости конденсатора, монтажа, междуэлектродные емкости ламп и т. п. измеряют следующим методом. С помощью тумблера $BK_1$ в сеточную цепь лампы $Л_1$ включают катушку с известными индуктивностью и междувитковой емкостью, а к зажимам *АБ* подключают исследуемую емкость $C_x$. Дальнейшие операции те же, что и при измерении параметров контура. Определив по графику величину $C_к$, величину измеряемой емкости $C_x$ вычисляют по формуле

$$C_x=C_к-C_{катушки}. \qquad (74)$$

После того как измерены емкость, индуктивность и резонансная частота контура, измеряют его полосу пропускания и добротность.

Ширину полосы пропускания измеряют так. Исследуемый контур подключают к зажимам *АБ* и измеряют резонансную частоту $f_2$. Когда резонансная частота $f_2$ подобрана, при максимальной чувствительности индикаторной части с помощью аттенюатора генератора необходимо добиться отклонения стрелки инди-

катора на максимальное деление шкалы. После этого следует расстроить генератор поочередно в одну и другую стороны от резонансной частоты $f_2$ настолько, чтобы показания индикаторного прибора уменьшались до 0,7 максимального. Суммарная расстройка в обе стороны от резонансной частоты будет равна полосе пропускания исследуемого контура на уровне 0,7 резонансного значения при частоте $f_2$.

Добротность исследуемого контура может быть определена из выражения

$$Q = \frac{f_2}{2\Delta f}, \qquad (75)$$

где $2\Delta f$ — полоса пропускания контура на уровне 0,7.

Описанная приставка не позволяет с достаточной для прак-

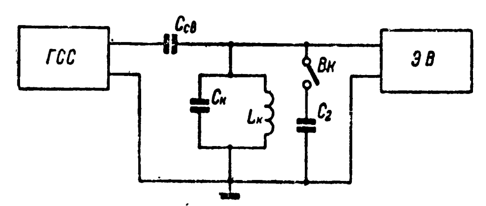



Рис. 38. Функциональная схема установки для измерения параметров колебательного контура.

тики точностью измерять малые индуктивности и параметры колебательных контуров с малыми индуктивностями. Это объясняется тем, что коаксиальный кабель, соединяющий зажимы исследуемого контура приставкой, имеет не только распределенную емкость, но и распределенную индуктивность, которая не учитывалась в приведенных расчетных соотношениях.

Измерять параметры колебательных контуров можно и без описанной приставки, если имеется генератор стандартных сигналов со сравнительно высоким выходным напряжением (до 1 *в*) и чувствительный электронный вольтметр с выносной высокочастотной детекторной головкой (стрелка прибора должна давать максимальное отклонение при входном напряжении порядка 1 *в*).

Включение указанных приборов показано на рис. 38. На исследуемый контур $L_к C_к$ от генератора стандартных сигналов через небольшую емкость $C_{св}$ подается высокочастотное напряжение. Величина этого напряжения измеряется электронным вольтметром. Входная емкость электронного вольтметра (входная емкость детекторной головки) принимается за измерительную емкость $C_I$. Вместе с этой емкостью подключаемая (при определении частоты $f_1$) емкость $C_2$ образует измерительную емкость $C_{II}$.

Все параметры исследуемого контура измеряют так же, как это делается при помощи приставки. Для единичных случаев измерения графики могут не строиться.

## ИЗМЕРЕНИЕ $f$, $R$ И $C$ ВОЛЬТМЕТРОМ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Использование селективных свойств $RC$-цепей позволяет достаточно простым способом измерять частоты синусоидальных колебаний, а также сопротивления и емкости. При этом в качестве измерительного прибора применяется только вольтметр переменного тока.

На рис. 39 приведена схема простейшей $RC$-цепи. Если на ее вход подать некоторое переменное напряжение $U_f$, то в цепи потечет ток $I$,

$$I = \frac{U_f}{\sqrt{R^2 + x_C^2}}, \qquad (76)$$

где $x_C = 1/\omega C$.

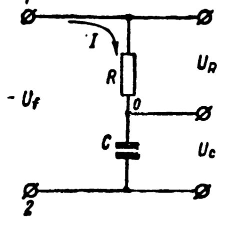



Рис. 39. Схема измерительной $RC$-цепочки.

При этом величины напряжений составят:

на емкости

$$U_C = I\frac{1}{\omega C}; \qquad (77)$$

на сопротивлении

$$U_R = IR. \qquad (78)$$

Разделив правую и левую части выражения (78) на соответствующие части выражения (77), получим:

$$\frac{U_R}{U_C} = \omega RC = 2\pi fRC. \qquad (79)$$

Последнее выражение может быть использовано при измерении $f$, $R$ и $C$ с помощью вольтметра переменного тока.

Так, например, если величины $R$ и $C$ цепочки известны, то, подав на ее вход переменное напряжение, можно по измеренным вольтметром напряжениям на емкости $U_C$ и сопротивлении $U_R$ определить частоту подводимого напряжения:

$$f = \eta\frac{U_R}{U_C}, \qquad (80)$$

где $\eta = 1/2\pi RC$.

Следовательно, для измерения частоты некоторого сигнала необходимо собрать цепочку $RC$ (рис. 39), подключить ее к источнику измеряемого сигнала и измерить с помощью вольтметра переменного тока напряжение на емкости ($U_C$) и на сопротивлении ($U_R$). Измеряемая частота при этом определяется расчетом после подстановки в выражение (80) коэффициента $\eta$ ($R$ и $C$ известны) и измеренных напряжений $U_R$ и $U_C$.

Для удобства измерения и получения более точного значения отношения $U_R/U_C$ лучше, если напряжения $U_R$ и $U_C$ отличаются друг от друга не более чем в 10 раз. Для выполнения

этого условия элементы $RC$-цепочки выбираются не случайно, а в соответствии с ориентировочным значением измеряемой частоты. При этом выборе можно пользоваться соотношением $10f > \eta > 0{,}1f$.

Можно рекомендовать следующие значения емкостей и сопротивлений цепочки при измерениях:

в диапазоне 0—1 000 *гц* $R=10$ *ком*; $C=0{,}1$ *мкф*;

в диапазоне 1 000—100 000 *гц* $R=1$ *ком*; $C=0{,}01$ *мкф*.

Точность определения частоты этим методом зависит от точности измерения напряжений $U_R$ и $U_C$, а также от того, с какой точностью известны величины $R$ и $C$.

Чтобы уменьшить влияние неточности значений $R$ и $C$ на измерения частоты, необходимо после сборки цепочки $RC$ проверить ее коэффициент $\eta$ по сигналу известной частоты. Для этого цепочку подключают к источнику сигнала с известной частотой (например, к сети 50 *гц*), а затем после измерения $U_R$ и $U_C$ определяют коэффициент $\eta$ из соотношения

$$\eta = f\,\frac{U_C}{U_R}.$$

Если определить значение коэффициента $\eta$ таким способом, то точность измерения частоты сигнала будет зависеть в основном от точности измерения напряжений $U_R$ и $U_C$.

Используя выражение (79), можно измерять емкости и активные сопротивления $RC$-цепочки. Для этого необходимо иметь источник переменного тока с известной частотой. Если измеряется емкость, то нужно знать величину сопротивления, включаемого в цепочку, и наоборот.

Измеряемая емкость (сопротивление) образует с известным сопротивлением (емкостью) $RC$-цепочку по типу показанной на рис 39. Эта цепочка подключается к источнику переменного тока известной частоты $f$.

По измеренным значениям $U_R$, $U_C$ и известному сопротивлению (емкости) рассчитывают величину измеряемой емкости (сопротивления) из выражений:

$$C = \frac{1}{2\pi Rf}\cdot\frac{U_R}{U_C}, \quad \text{или} \quad R = \frac{1}{2\pi Cf}\cdot\frac{U_R}{U_C}.$$

При постоянных значениях $f$ и $R(C)$ отношение $f/2\pi R$ (или $f/2\pi C$) может быть для удобства расчетов заменено постоянным коэффициентом.

При указанных измерениях необходимо применять электронный вольтметр переменного тока или же обычный тестер с большим внутренним сопротивлением, значительно превышающим сопротивления элементов $RC$-цепочки. Для этого целесообразнее пользоваться шкалой тестера с наибольшим пределом измерений, подавая при этом на цепочку напряжение соответствующей амплитуды.

СОДЕРЖАНИЕ

Цена 20 коп.